E48 (2%)

1,00	1,05	1,10	1,15	1,21	1,27	1,33	1,40	1,47	1,54	1,63	1,69
1,78	1,87	1,96	2,05	2,15	2,26	2,37	2,49	2,61	2,74	2,87	3,01
3,16	3,32	3,48	3,65	3,83	4,02	4,22	4,42	4,64	4,87	5,11	5,36
5,62	5,90	6,19	6,49	6,81	7,15	7,50	7,87	8,25	8,66	9,09	9,53

E96 (1%)

1,00	1,02	1,05	1,07	1,10	1,13	1,15	1,18	1,21	1,24	1,27	1,30
1,33	1,37	1,40	1,43	1,47	1,50	1,54	1,58	1,62	1,65	1,69	1,74
1,78	1,82	1,87	1,91	1,96	2,00	2,05	2,10	2,15	2,21	2,26	2,32
2,37	2,43	2,49	2,55	2,61	2,67	2,74	2,83	2,87	2,94	3,01	3,09
3,16	3,24	3,32	3,40	3,48	3,57	3,65	3,74	3,83	3,92	4,02	2,12
4,22	4,32	4,42	4,53	4,64	4,75	4,87	4,99	5,11	5,23	5,36	5,49
5,62	5,76	5,90	6,04	6,19	6,34	6,49	6,65	6,81	6,98	7,15	7,32
7,50	7,68	7,87	8,06	8,25	8,45	8,66	8,87	9,09	9,31	9,53	9,76

E192 (0,5%)

1,00	1,01	1,02	1,04	1,05	1,06	1,07	1,09	1,10	1,11	1,13	1,14
1,15	1,17	1,18	1,20	1,21	1,23	1,24	1,26	1,27	1,29	1,30	1,32
1,33	1,35	1,37	1,38	1,40	1,42	1,43	1,45	1,47	1,49	1,50	1,52
1,54	1,56	1,58	1,60	1,62	1,64	1,65	1,67	1,69	1,72	1,74	1,76
1,78	1,80	1,82	1,84	1,87	1,89	1,91	1,93	1,96	1,98	2,00	2,03
2,05	2,08	2,10	2,13	2,15	2,18	2,21	2,23	2,26	2,29	2,32	2,34
2,37	2,40	2,43	2,46	2,49	2,52	2,55	2,58	2,61	2,64	2,67	2,71
2,74	2,77	2,80	2,84	2,87	2,91	2,94	2,98	3,01	3,05	3,09	3,12
3,16	3,20	3,24	3,28	3,32	3,36	3,40	3,44	3,48	3,52	3,57	3,61
3,65	3,70	3,74	3,79	3,83	3,88	3,92	3,97	4,02	4,07	4,12	4,17
4,22	4,27	4,32	4,37	4,42	4,48	4,53	4,59	4,64	4,70	4,75	4,81
4,87	4,93	4,99	5,05	5,11	5,17	5,23	5,30	5,36	5,42	5,49	5,56
5,62	5,69	5,76	5,83	5,90	5,97	6,04	6,12	6,19	6,26	6,34	6,42
6,49	6,57	6,65	6,73	6,81	6,90	6,98	7,06	7,15	7,23	7,32	7,41
7,50	7,59	7,68	7,77	7,87	7,96	8,06	8,16	8,25	8,35	8,45	8,56
8,66	8,76	8,87	8,98	9,09	9,20	9,31	9,42	9,53	9,65	9,76	9,88

TABELUL 2 - Codificarea literală a toleranțelor (STAS 9109-74)

Cod	N	M	K	J	G	F	D	C	B	A
Toleranța (%)	±30	±20	±10	±5	±2	±1	±0,5	±0,25	±0,1	Alte valori

TABELUL 3 - Codul culorilor pentru rezistoare (STAS 9109-74)

Culoarea	Prima cifră	A doua cifră	Factor de multiplicare	Toleranță
Argintiu	—	—	10^{-2}	±10%
Auriu	—	—	10^{-1}	±5%
Negru	—	0	1	—
Maro	1	1	10^{1}	±1%
Roșu	2	2	10^{2}	±2%
Portocaliu	3	3	10^{3}	—
Galben	4	4	10^{4}	—
Verde	5	5	10^{5}	—
Albastru	6	6	10^{6}	—
Violet	7	7	10^{7}	—
Gri	8	8	10^{8}	—
Alb	9	9	10^{9}	—
Fără culoare	—	—	—	±20%

Rezistoare fabricate în RSR

DENUMIREA	R_n Ω - MΩ	Toleranță %	Serii	F_{max} μV/V	Tipul	Puterea la 70°C - W	Fiab. /h.	Temp. °C.	U_n V.	Dim.	l. mm.	d sau a mm
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
Rezistoare peliculare tip 1, RCG și RMG	1 10	2,5 5 10 20	E6 E12 E24 E48	0,5 - R_n<300 1 - R_n<10K 3 - R_n>10K	1025 1050 1100 1200	0,25 0,5 1 2	≤2·10⁻⁶	-55 +125	250 350 500 700		7 13 22,5 34	2,5 4,1 6,4 8,6
Rezistoare peliculare tip 2, RCG și RMG	10 1	2 5 10 20	E6 E12 E24 E48	3	2012	0,125	≤1·10⁻⁶	-55 +125	125		7	2,2
Rezistoare cu peliculă metalică RMP 3000	10 2	0,25 0,5 1 2 5	E24 E48 E96 E192	0,25 - R_n<100K 1 - R_n>100K	3012 3025 3050 3100	0,125 0,25 0,5 1	≤1·10⁻⁶	-55 +125	125 250 350 500	25	5 5 7,5 12,7	5 7,5 7,5 7,5
Rezistoare pentru înaltă tensiune HVR 3050	1000 100	5 10	E12 E24	3	3050	0,5	≤1·10⁻⁶	-55 +125	4000	2,54	30	12,5
Rețele rezistive Rețele de atenuare	0,5 1	0,25 0,5 1 5	E24 E48 E96 E192	—	—	0,125 0,25 0,5	—	—	—	2,54	8 ÷ 46	15
Rezistoare bobinate cimentate RBC 1000	0,1 0,039	5 10	E12 E24	—	1001 1002 1003 1005 1007 1009	1 2 3 5 7 9	≤1·10⁻⁶	-40 +125	—		18 25 25,5 25,5 38 51	5 5 7,5 7,5 7,5 7,5
Rezistoare bobinate în corp ceramic RBT 5000	1 0,068	5 10	E12 E24	—	5010 5016	10 16	≤1·10⁻⁶	-40 +125	—	13	52,5 78	10 10
Rezistoare bobinate în corp ceramic RBA 3000	0,1 0,068	5 10	E12 E24	—	3002 ... 3020	2, 4, 6, 8, 10, 12, 16, 20	≤1·10⁻⁶	-40 +200	—		21 24 32 39 51 57 78 82	6 9 9 9 9 9 9 9
Rezistoare bobinate în corp ceramic RBA 3000-L							≤1·10⁻⁸					
Rezistoare bobinate în corp ceramic RBT 3000-L	1 0,068	5 10	E12 E24	—	3003 3005 3007 3010 3016	3 5 7 10 16	≤1·10⁻⁸	-40 +125	—	13	25 35 40 52,5 78	10 10 10 10 10
Elemente antiparazite RB 100EA	510 0,013	5 10	E12 E24	—	1001 1002 1002 1003	1 2 2 3	—	-40 +125	—		17 26 22 26	4 5 5 6
Rezistoare bobinate în corp ceramic RB 420	4×(1 0,027)	5 10	E12 E24	—	420	20	—	-40 +200	—		44	18
Rezistoare de putere bobinate cimentate RBP 6000, RBR 6000	1 0,51	5 10	E12 E24	—	6010 ... 6250	10, 16, 20, 25, 50, 75, 100, 160, 200, 250	—	-40 +155	—		41 ... 270	10,5 ... 16
Rezistoare de putere bobinate glazurate BGF 6000, BGR 6000	1 0,2	5 10	E12 E24	—	6016 ... 6250	16, 25, 40, 50, 75, 100, 200, 250	—	-40 +200	450 2500		45 ... 265	12 ... 30

CUM SE ALEGE UN DIFUZOR

CĂLIN STĂNCULESCU

Mai mult decît orice altă componentă a unui lanț electroacustic HI-FI, difuzoarele sînt în general alese „după ureche". Cauzele sînt multiple. Deși o serie de firme producătoare publică unele caracteristici, cum ar fi răspunsul în frecvență, distorsiunea armonică, altele refuză publicarea acestora, oferind amatorilor doar dimensiunile, impedanța nominală și, eventual, nivelul de putere recomandat.

Chiar și firmele care efectuează testele necesare se bazează mai mult pe impresia de ascultare decît pe măsurătorile de laborator.

Compararea difuzoarelor reprezintă o problemă dificilă deoarece încercările tehnice presupun un mare număr de teste de laborator, iar măsurătorile universal acceptate nu sînt standardizate.

Dificultatea comparării difuzoarelor este generată și de faptul că estimarea calităților este profund afectată de condițiile ambianței în care se face testarea produsului.

Difuzoarele au un oarecare răspuns în frecvență într-o cameră mobilată, un altul într-o cameră fără mobile.

Ce trebuie căutat într-o sală de demonstrație de încercare a difuzoarelor pe care doriți să le cumpărați, sală care trebuie amenajată **în mod obligatoriu** în fiecare magazin care comercializează acest tip de produs?

Decizia finală a cumpărătorului nu trebuie luată decît după o serie de audiții cu diferite tipuri de incinte. Două tipuri de difuzoare pot fi ascultate pentru a alege pe cel mai bun, care va fi la rîndul său comparat cu un alt produs în condiții cît mai apropiate de amplasarea lor în apartamentul cumpărătorului. Astfel, pot fi ascultate 4—5 tipuri de boxe pe baza memoriei auditive care la un individ normal este foarte scurtă.

Un muzician antrenat poate judeca sunetul și calitățile lui în raport cu altul ascultat la un interval de 5 minute, dar auditorul mediu nu va fi în măsură să sesizeze diferențele între sunetele emise prin difuzor decît dacă trece imediat la audierea aceluiași fragment muzical. Evident, diferențele mari se pot sesiza și după un timp mai îndelungat, dar dacă vă interesează cu adevărat o marcă bună de boxă, micile nuanțe își au importanța lor și acestea nu pot fi judecate decît la o comparație imediată. Amplificatorul utilizat trebuie să fie de același tip cu cel pe care îl aveți, dar aceasta nu este o condiție primordială dacă puterea amplificatorului din magazin este egală cu aceea a aparatului utilizat acasă.

Este evident faptul că, de pildă, nu trebuie cumpărat un sistem cu o putere de 100 W, cînd amplificatorul nu are decît 20 W.

Poziția celui ce alege o pereche de boxe trebuie să fie în zona efectivă de ascultare stereo; boxele trebuie așezate la aceeași înălțime, de preferință, cu cea utilizată și în apartamentul cumpărătorului. Difuzoarele au un sunet diferit după poziția în care sînt plasate. De pildă, sunetele grave se aud mai bine dacă boxa este așezată jos decît dacă ea ar fi plasată pe o etajeră sau suspendată. Așezarea în unghi poate mări intensitatea sunetelor grave. Acustica sălii în care sînt prezentate difuzoarele poate influența sunetul acestora. Mobilarea sălii de încercare este tot atît de importantă pentru acustică. Un sistem de boxe ale căror sunete înalte se aud normal poate emite sunete stridente și metalice într-o sală cu reverberație. Pe de altă parte, o aceeași încăpere poate ameliora sunetele înalte ale unui sistem care nu le redă bine.

Soluția ideală constă în probarea unei perechi de boxe în condiții cît mai apropiate de cele pe care le avem acasă.

Pentru a realiza o comparație bună între două sisteme A și B este preferabil de utilizat discuri de cea mai bună calitate pe un pick-up de cea mai bună calitate. Dacă doriți să probați boxele cu un disc care îl aveți acasă, acesta trebuie să fie în bună stare, să fie bogat în sunete grave și înalte. Discurile ce conțin bucăți muzicale executate la orgă nu sînt o sursă ideală de semnal, așa cum cred mulți. Chiar dacă banda de frecvență a orgii este destul de largă, sune-

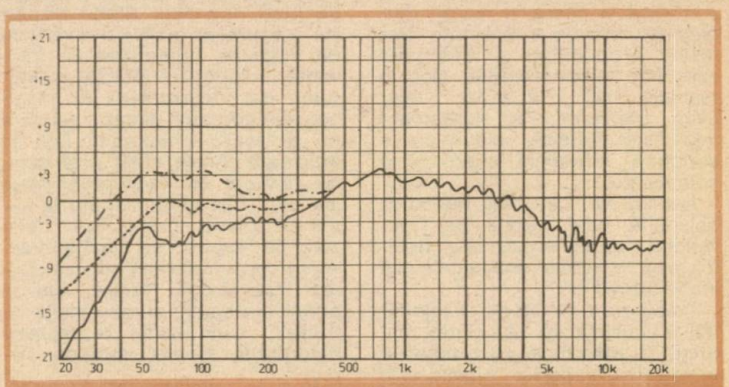


Fig. 1. **Graficul răspunsului în frecvență în raport cu nivelul de ieșire arată cum dispoziția boxelor și tipul de ambianță influențează sunetele grave redate prin același sistem de boxe. Linia continuă se referă la redarea dintr-o cameră anecoidă. Linia punctată se referă la redarea cu un difuzor plasat pe centrul unui zid al unei camere obișnuite, iar punctul și linia dispoziția boxelor în unghi într-o sală de audiție.**

tul prin natura sa formează și cade lent. Un difuzor al cărui răspuns la semnalele grave a fost artificial exagerat prin tehnici de rezonanță poate părea excelent pentru reproducerea orgii, dar nu va reda decît într-un mod nesatisfăcător timbrul unui violoncel.

Deosebit de dificilă este redarea sunetului de tobă cînd percuționistul acționează măturicile. Conservarea claritații în prezența cymbalelor cere un răspuns excelent la sunetele ascuțite.

zat uniform (în unde concentrice) în spațiul înconjurător, frecvențele înalte, dimpotrivă, tind să se concentreze într-un cerc cu deschidere mică, devenind puternic „directive". Un difuzor care nu dispersează uniform și „înaltele" poate fi bun dacă punctul de ascultare este situat pe axa lui, dar defectuos în ceea ce privește „înaltele" dacă ascultătorul este situat în afara axei.

Situația poate fi și inversă: difuzorul redă bine „înaltele" în afara axei și prost pe axă.

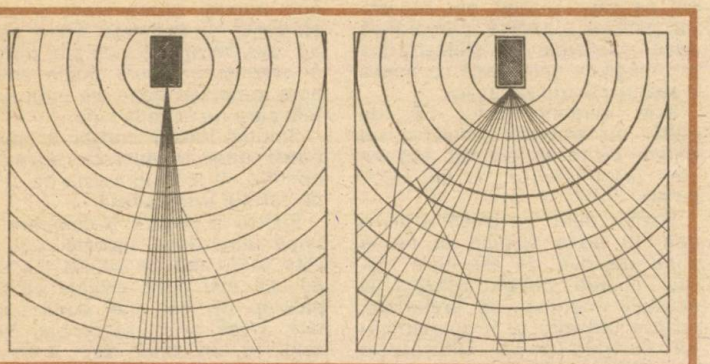


Fig. 2. **Sunetele grave se propagă în unde concentrice. Sunetele înalte sînt foarte grupate (ele propagîndu-se în fascicule). Trebuie ales un sistem de boxe ce permite un unghi mare de dispersie a sunetelor înalte.**

Un alt test bun pentru sunetele înalte îl reprezintă sunetul trompetei cu surdină. Structura armonică a acestuia merge dincolo de limitele audibilității. Sunetele clopoțeilor și triangulul care pot părea ascuțite sînt în realitate ușor de redat. Chiar dacă frecvența lor fundamentală este ridicată, ele n-au o structură armonică energică și complicată.

Amintiți-vă că linia melodică obișnuită este bazată pe frecvențele fundamentale ale notelor și nu se ridică pînă la cele mai înalte frecvențe.

Trebuie să fiți atenți la claritatea și ușurința cu care puteți distinge și identifica instrumentele în registrul superior. Acesta este un indiciu de joasă distorsiune în răspunsul la înalte frecvențe. O altă importantă caracteristică a prestației sau a redării sunetelor înalte de către un difuzor este uniformitatea răspîndirii sunetului în încăpere. În frecvențele joase sunetul este difu-

Unii producători utilizează cornete și lentile acustice pentru a dispersa „înaltele" cel puțin pe plan orizontal. Slaba dispersie a acestora produce nu numai un răspuns neuniform în frecvență în raport cu poziția auditorului, dar deformează și imaginea stereofonică pentru cei care nu se așază echidistant față de difuzoare. Acest efect este datorat faptului că frecvențele joase ale unui instrument ajung la auditorul plasat prost mult defazate în raport cu înalta frecvență. Ascultătorul tinde să situeze frecvențele joase într-un punct din spațiu și cele înalte într-altul, avînd astfel o impresie deformată asupra imaginii stereo.

Pentru a controla direcția trebuie să vă plasați mai întîi alături de un difuzor care redă o bucată bogată în sunete înalte. Observați dacă nivelul acestora se diminuează cînd vă îndepărtați de axa difuzorului.

Succesiv, deplasați-vă în sala de ascultare și apreciați dacă imaginile stereo sînt clare și distincte, dacă ele sînt staționare sau mobile. Muzica neclasică este optimă pentru astfel de teste. Muzica pop, în general, provine din mixajul unei benzi principale cu 8 sau 16 piste sonore. Rezultatul nu este poate un adevărat „stereo", dar prin acest proces se obțin imagini stereo foarte clare și precise. Un al treilea test pentru direcție este ascultarea răspunsului difuzoarelor la „zgomotul alb" care conține componente din toate frecvențele. Utilizați un receptor pe unde medii ca sursă de program și acordați-l între două stații. Zgomotul confuz care se aude este asemănător cu zgomotul alb. Ascultîndu-l, deplasați-vă în jurul difuzorului, fiind atenți la schimbările eventuale ale caracteristicilor zgomotului. Astfel, puteți compara două sisteme care reproduc zgomotul alb fără a avea problemele ce se pun în cazul ascultării unor bucăți muzicale diferite. O dată familiarizați cu această tehnică, vă veți putea da seama de calitatea sunetului și dacă răspunsul unui sistem este plat sau prezintă „vîrfuri". Vă veți putea da astfel seama dacă răspunsul este bun sau defectuos echilibrat.

Sînt dificil de descris caracteristicile acestui zgomot. El poate fi comparat cu zgomotul vîntului sau al apei care curge, neavînd caracteristici tonale distincte. O concentrare de energie tonală într-o regiune oarecare a spectrului sonor indică un vîrf al răspunsului. Dacă sunetul este surd, răspunsul la frecvențele înalte este probabil insuficient.

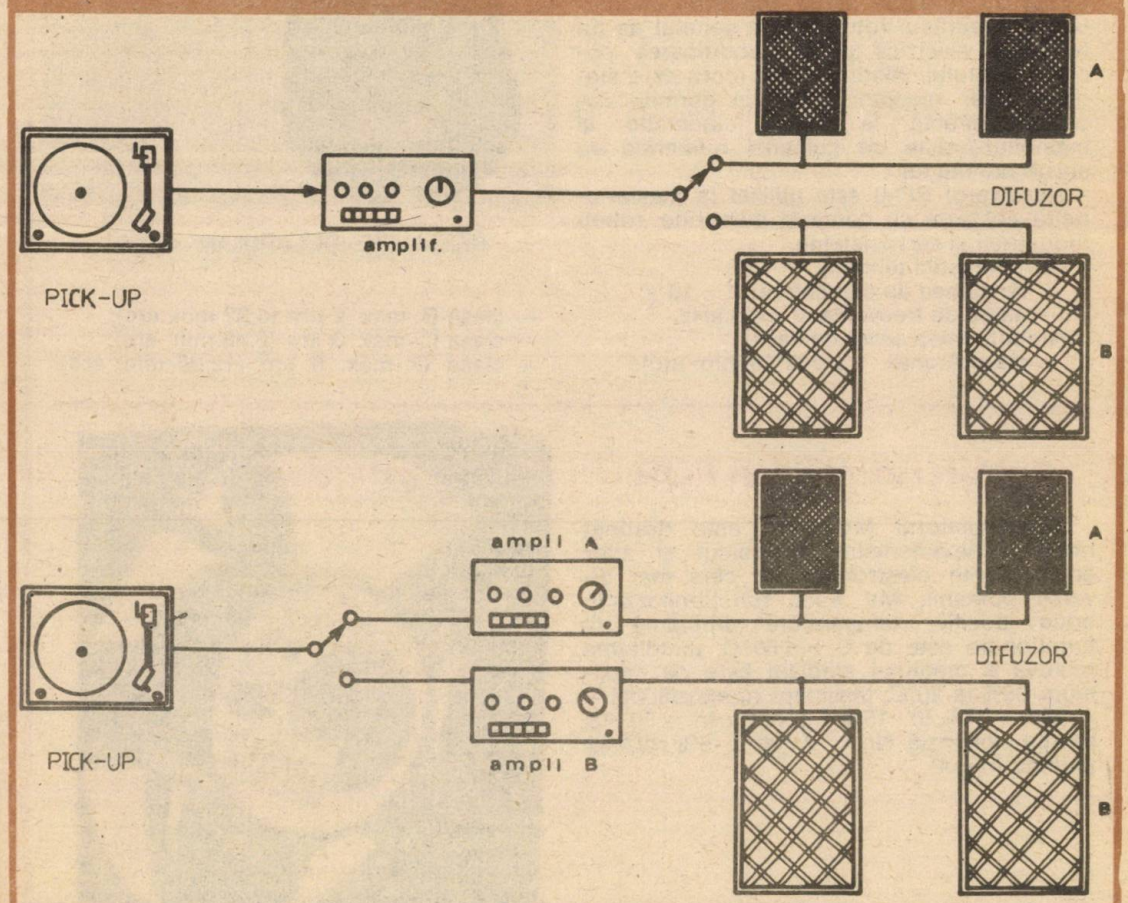
Studiind comportarea la frecvențe joase, trebuie să fiți atenți la regularitatea și extensia răspunsului la sunetele grave. Fragmentele de muzică bogate în sunete grave produse de instrumentele cu coarde ciupite sînt excelente teste. Pasaje cîntate la tobă sau pian sînt de asemenea recomandate pentru încercarea sunetelor grave. Căutați un pasaj muzical unde linia melodică este descendentă. Veți putea stabili dacă răspunsul este plat sau există dublări. Dublarea (prin acest efect difuzorul reproduce armonicele mai mult decît frecvența fundamentală) este cauzată de o distorsiune în joasă frecvență.

Un bun difuzor trebuie să aibă un răspuns care scade regulat (fără dublare) pînă la inaudibil. Cu cît distorsiunea este mai mare cu atît se va resimți și dublarea (care nu este autenticul sunet grav) Comparația cu un alt difuzor arată deseori acest fals sunet grav.

Nu sînt multe reguli generale de care trebuie să-ți amintești cînd se ascultă difuzoarele. Sistemul sonor trebuie ascultat la nivelul preferat. Asigurați-vă de calitatea lui ascultînd difuzoarele și la un nivel mai puternic. Trebuie să fiți atenți la eventualele vibrații și zgomote care pot indica o construcție slabă sau un defect particular al sistemului. Ascultînd la un nivel sonor mai înalt, vă puteți face o idee despre posibilitățile ascunse ale difuzoarelor, de extensia dinamicii (posibilitatea de a suporta schimbări puternice și neprevăzute în volumul sonor). Comparînd două boxe trebuie să fiți siguri că au aceeași putere. O ultimă precauție este aceea de a nu asculta mult timp un același difuzor sau sistem. După o jumătate de oră de audiție sensibilitatea se micșorează. Trebuie realizate ședințe scurte de ascultare și, dacă este necesar, reveniți în altă zi. Răbdarea vînzătorului joacă un rol important și prin aceasta se distinge un autentic magazin specializat!

Fig. 3. **Lanț de ascultare tipic pentru încercarea a două sisteme de difuzoare. În exemplul de sus este indicată efectuarea comutării pentru două siseme diferite de boxe. Dacă randamentul acestora este diferit, nivelul sonor se va schimba, trecîndu-se de la o pereche la alta, aceasta influențînd opțiunea. (Sistemul cu randament mai bun va fi avantajat.) Trebuie acționate simultan comutatorul și volumul amplificatorului, pentru restabilirea echilibrului sonor, trecînd de la A la B.**

În al doilea exemplu, printr-un comutator la ieșirea pick-up-ului și cu două amplificatoare identice, dacă volumul este perfect reglat, astfel ca volumul sonor să nu fie schimbat, problema este rezolvată și audiția nu este viciată.



ELECTROMAGNETICA

Principala unitate producătoare a echipamentelor de telecomunicații cu fir din România – „ELECTROMAGNETICA" – a obținut în ultimii ani rezultate de seamă ce se regăsesc în dotarea economiei naționale cu produse ale industriei electrotehnice și electronice, din care vă prezentăm:

• RESOLVERE DECAPOLARE RD-0 ȘI BIPOLARE

Resolverele decapolare RD-0 și bipolare sînt convertoare electromecanice de poziție de tip semiabsolut, capabile să transforme o informație de tip deplasare unghiulară a propriului rotor într-un semnal de tip tensiune electrică pentru codificarea poziției rotorului. Modul lor de lucru este sincroresolver receptor, ceea ce permite cuplarea directă la lanțul cinematic al mașinilor-unelte cu comenzi numerice cu șurub conductor.

Resolverul RD-0 este utilizat la mașini-unelte echipate cu comenzi numerice, roboți industriali și servosisteme.

Caracteristici tehnice:

— tensiunea de alimentare: 2 ÷ 10 V;
— gama de frecvență: 2 ÷ 10 kHz.

Amplitudinea erorii de bază:

— clasa A: max. 1 μm (2,16 min. arc);
— clasa B: max. 2 μm (4,32 min. arc);
— clasa C: max. 3 μm (6,48 min. arc);
— clasa D: max. 6 μm (12,96 min. arc).

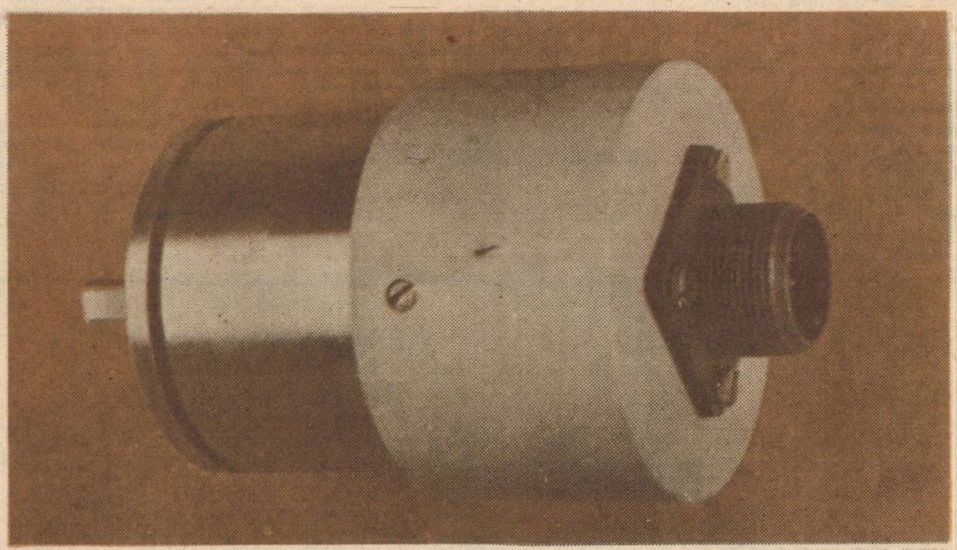
RESOLVER DECAPOLAR RD-0

• MINIVENTILATOR

Miniventilatorul MV 5.1.2. este destinat răcirii echipamentelor de calcul și altor echipamente electronice din cele mai diverse domenii. MV 5.1.2. funcționează în orice poziție: temperatura ambiantă la funcționare este de 0 ÷ +60°C; umiditatea relativă a mediului ambiant este de maximum 90% la 20°C; tensiunea nominală UN = = 220 + 10% V/−15%; frecvența fn = 50 Hz; turația nominală Nn = 2 700 ± 5% rot/min (suflînd în gol).

• RESOLVERUL BIPOLAR TALIA 21 RB/S

Este un traductor de poziție de tip sincro-resolver receptor folosit în servoacționări.
Amplitudinea erorii de bază:
— clasa A: max. 7 min. arc;
— clasa B: max. 10 min. arc;
— clasa C: max. 14 min. arc;



• REDRESOR REMA 1207 — 12 V/7 A

Acest tip de redresor este destinat încărcării bateriilor de acumulatoare din dotarea autovehiculelor cu o capacitate de pînă la 70 Ah și tensiunea nominală de 12 V. Redresorul poate fi folosit și la baterii de capacități mai mari, timpul de încărcare mărindu-se corespunzător.

REMA 1207-12 V/7 A este construit pentru alimentare de la rețeaua de curent alternativ monofazat de 220 V/50 Hz.

Schema electrică a redresorului este alcătuită din transformator de rețea, punte redresoare monofazată și element regulator serie, Schema redresorului asigură încărcarea bateriei cu curent prestabilit. Prin intermediul unui cititor de curent se comandă elementul regulator serie astfel încît tensiunea de ieșire a redresorului să fie automat reglată la o valoare necesară care să asigure curentul prestabilit.

În momentul încărcării bateriei, curentul (citit de un instrument) tinde către minim, iar tensiunea tinde să crească, cel mult pînă la tensiunea redresată în gol, valoarea ei fiind reglată în fabrică la cca 2,45...2,65 V/element (14,7...15,9 V).

Schema redresorului asigură încărcarea unei baterii, oricît de descărcată ar fi, precum și evitarea supraîncărcării acesteia, datorită tocmai încărcării la un curent prestabilit, asigurînd și o protecție de supracurent și scurtcircuit.

Pentru informații suplimentare vă rugăm să vă adresați Întreprinderii „ELECTROMAGNETICA", Calea Rahovei nr. 266—268, telefon: 80 20 20, cod 76402, București.

„SISTEM AUDIO"

Student FLORENTIN LUCACI

Sistemul descris este compus din patru module: preamplificatorul pentru doză magnetică, preamplificatorul corector de ton, etajul final și stabilizatorul parametric.

Schemele electronice se referă la un singur canal, pentru fiecare însă fiind proiectat circuitul imprimat în varianta stereo.

Ansamblul este conceput pentru interconectarea optimă a modulelor și pentru obținerea unui randament maxim.

Date tehnice: — impedanța de sarcină 4—8 Ω; — puterea 2x35 W; — distorsiuni sub 0,5%; — caracteristica de frecvență 20—20 000 Hz; — raport semnal/zgomot minimum 70 dB.

Preamplificatorul pentru doză magnetică, prezentat în figura 1a, este realizat cu două tranzistoare de zgomot redus BC413 și prevăzut cu reacții negative, dintre care una selectivă (cvadripolul R3, C3, R4, C4), ce determină caracteristica A (ω) corespunzătoare normei RIAA.

FIG. 1 a

Alimentarea se face la 20 V de la stabilizatorul parametric din figura 4a. Circuitul imprimat pentru acest modul și amplasarea componentelor sînt date, la scara 1:1, în figura 1b.

Ca detalii constructive: C2, C5 sînt electrolitice cu tantal, C3, C4 sînt de tip stiroflex, toate rezistențele de tip RPM 0,25 W sau 0,5 W. Nu necesită reglaje. Conexiunile între acest modul și mufe se execută cu cablu ecranat de lungimi cît mai scurte. Sistemul trebuie amplasat chiar lîngă intrarea de pick-up magnetic și eventual ecranat cu tablă de 0,5 mm.

Caracteristici: sensibilitatea 2 mV, abateri foarte mici de la A (ω) standard. De la ieșirea PA1 se poate scoate ieșire pentru înregistrare pe magnetofon (cu reglaj de nivel manual sau automat al înregistrării).

Preamplificatorul — corector de ton, prezentat în figura 2a, este realizat cu două tranzistoare de tip BCY59VIIP, specializate în etajele de intrare de audiofrecvență, prezentînd caracteristici superioare.

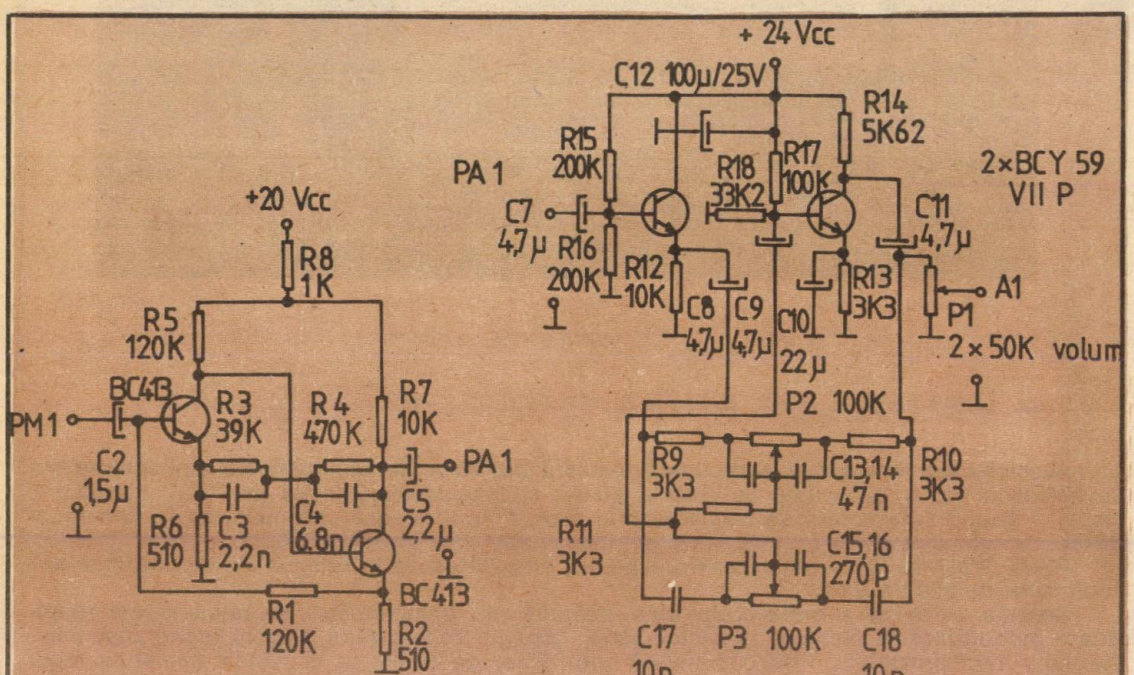


FIG. 2 a

Datorită eficienței foarte ridicate a corectorului Baxendall, preamplificatorul nu este prevăzut cu reglaj fiziologic, acesta nefiind necesar în cazul de față, nici chiar la niveluri foarte mici.

Astfel, din P2 se reglează semnalele de frecvență joasă, iar din P3 cele de frecvență înaltă.

Alimentarea se face la 24 V de

la stabilizatorul parametric.

Circuitul imprimat pentru acest modul și amplasarea componentelor sînt date, la scara 1:1, în figura 2b.

Detalii constructive: C7, C8, C9, C11 sînt electrolitice de 4,7 μF/25 V fabricate de IPRS cu codul EG6315; C13, C14 sînt mylar IPEE; C15, C16, C17, C18 stiroflex.

Toate rezistențele sînt RPM, montajul funcționează însă foarte bine și cu rezistențe peliculă-carbon. Nu necesită reglaje.

Caracteristici: sensibilitatea aproximativ 200 mV, ieșirea perfect adaptată etajului final, reglaje ton foarte eficiente.

Rețeaua de corecție a fost proiectată pe același cablaj cu preamplificatorul, fiind prevăzute găuri de acces pentru conexiunile cu potențiometre.

Intrarea PA1 poate primi semnal și direct de la pick-up ceramic, tuner sau magnetofon.

Etajul final, prezentat în figura 3A, este realizat cu următoarele componente active: etaj pilot 2xBCY59VIIP, tranzistoare complementare BD139 și BD140, tranzistoare finale 2x2N3055H și tranzistorul BD139, montat pe același radiator cu tranzistoarele finale, cu rolul de compensare termică a montajului.

Alimentarea se face direct de la redresor (punte + filtraj cel puțin 4 700 μF) cu 35 V.

Circuitul imprimat pentru modulul final și amplasarea componentelor sînt date, la scara 1:1, în figura 3B. Acesta este prevăzut cu găuri pentru conectarea celor trei tranzistoare de pe radiator.

Detalii constructive: rezistențele R25, R26 sînt la 1 W, RPM sau peliculă-carbon; C21 este selecționat în privința curentului de fugă, care trebuie să fie foarte mic; Rx este ales astfel încît în emitorul tranzistorului BD140 să avem potențialul de aproximativ 17,5 V față de masă în condițiile alimentării la 35 V.

Dacă redresorul furnizează o altă tensiune (apropiată însă de 35 V), măsurată U_R, valoarea Rx se stabilește experimental astfel încît în punctul menționat să avem potențialul $U_R/2$ față de masă, măsurat cu un voltmetru cu rezistența internă de cel puțin 20 kΩ/V. C22 este opțional. C20 este montat în exteriorul montajului, atenție deci la

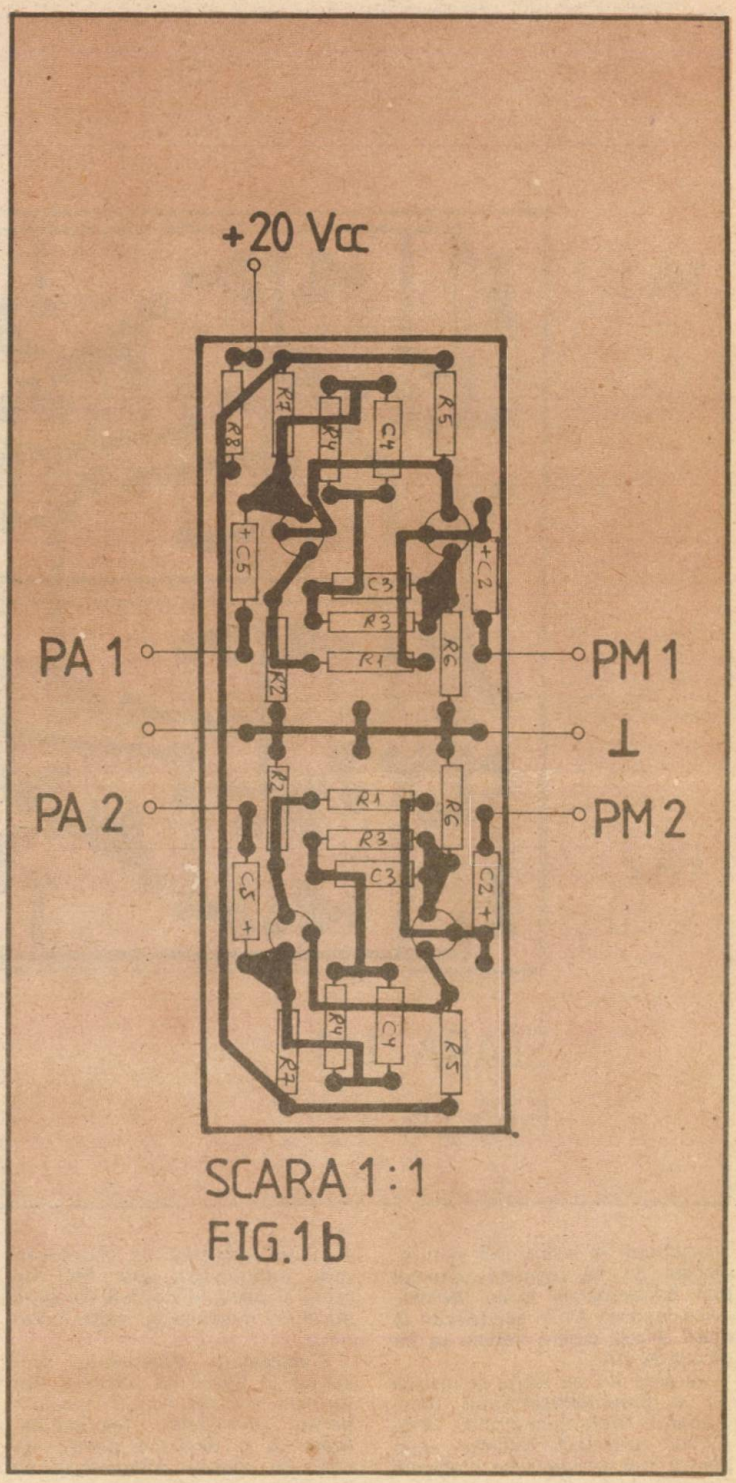
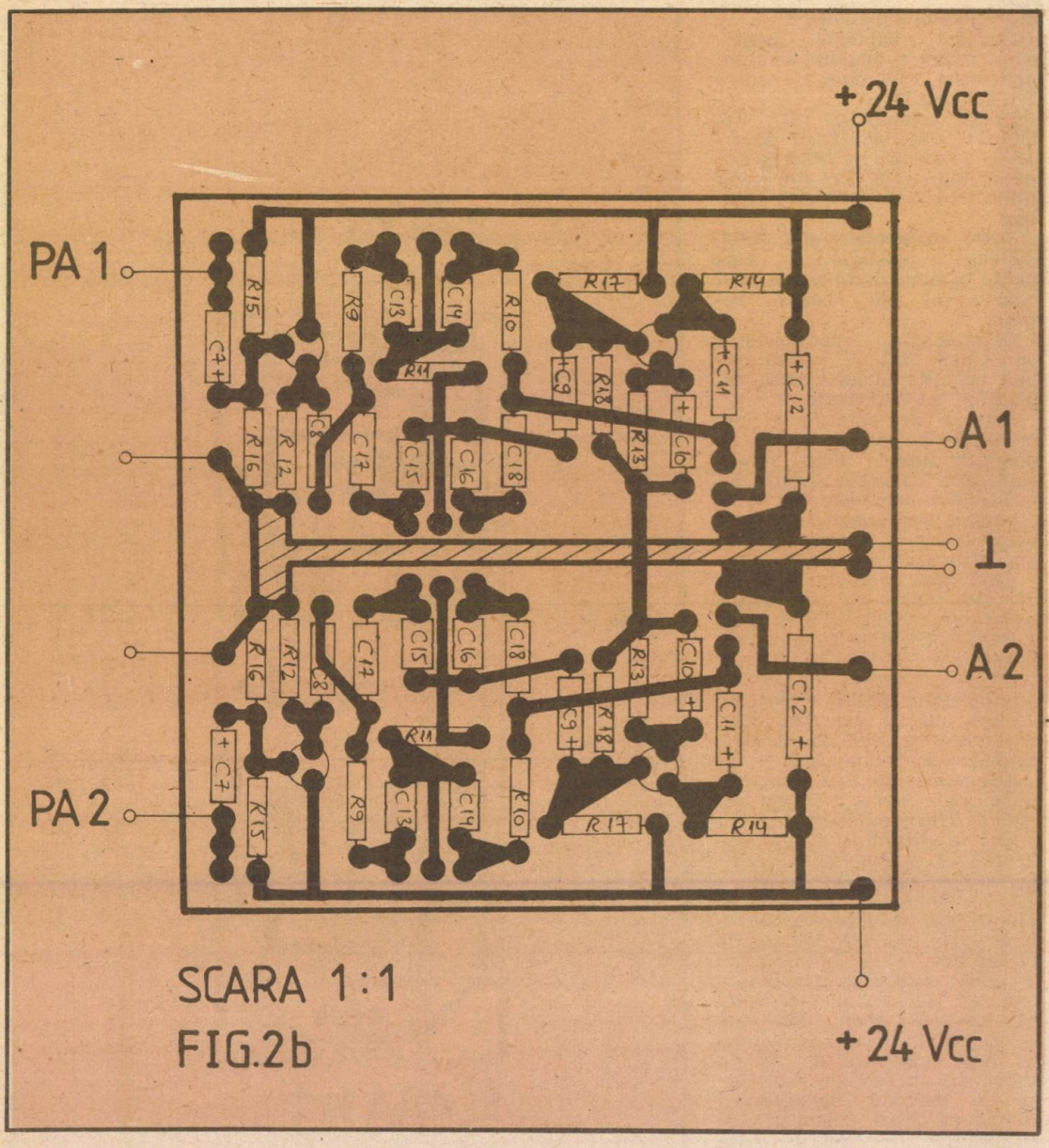


FIG.1b



SCARA 1:1

FIG.2b

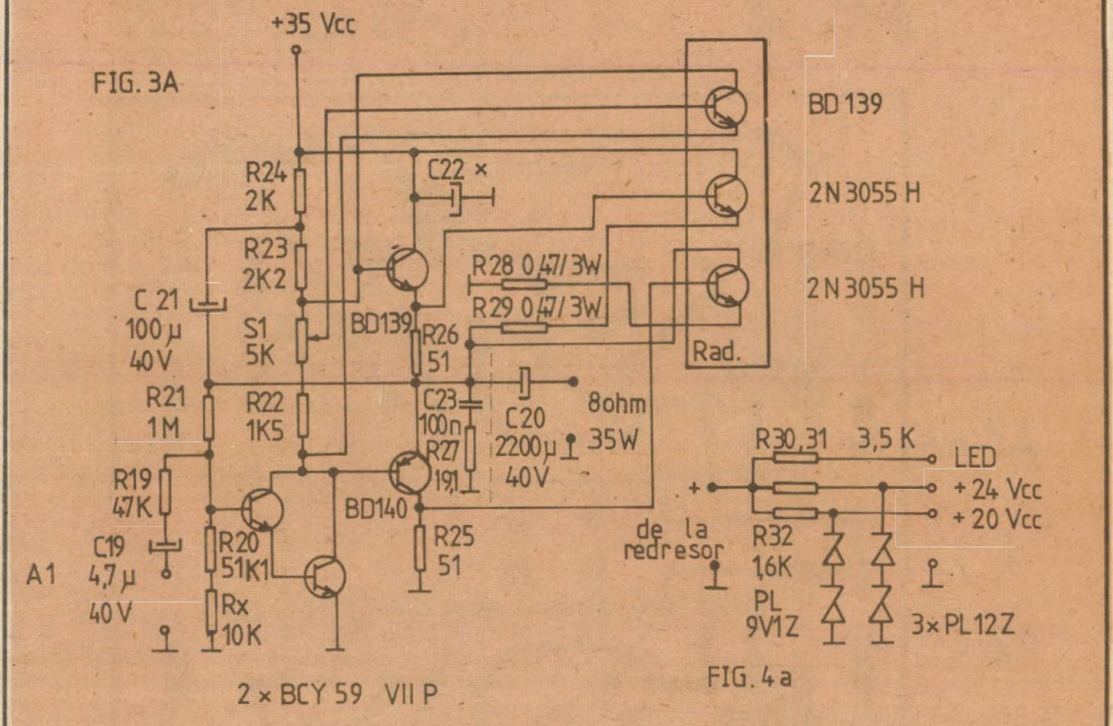
scurtcircuit la ieşire. Din semireglabilul S1 se reglează curentul prin tranzistoarele finale 2N3055, avînd intrarea A1 în scurtcircuit la masă. Acest curent trebuie să fie de cca 80 mA.

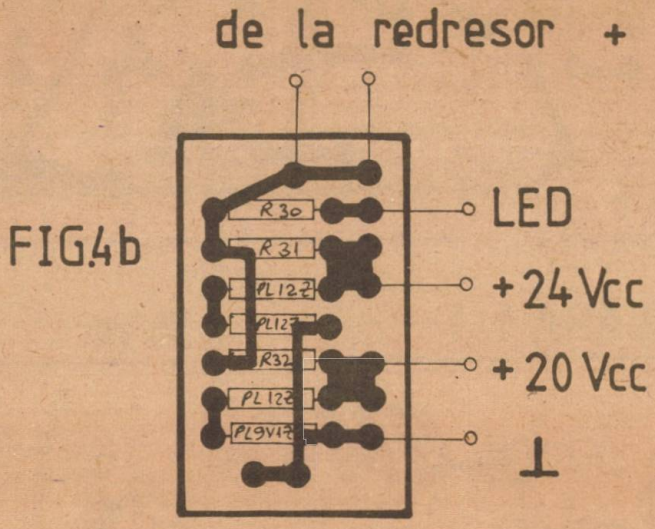
Intrarea A1 se leagă la ieşirea A1 a preamplificatorului (deci cursorul potenţiometrului P1).

Fiind prevăzut radiator unic pentru trei tranzistoare electrice separate, acestea se montează prin intermediul unei folii de mică şi pastă siliconică, folosind şuruburi metalice cu şaibe ceramice.

Stabilizatorul parametric, prezentat în figura 4a (cablajul 4b) furnizeaza cele doua tensiuni pentru modulele preamplificatoare şi o tensiune pentru un LED de control. Alimentarea se face de la redresor (trafo, punte şi condensator filtraj). Recomand transformatorul de reţea Belcanto, puntea 3PM05 şi 2x4 700 μF/50 V.

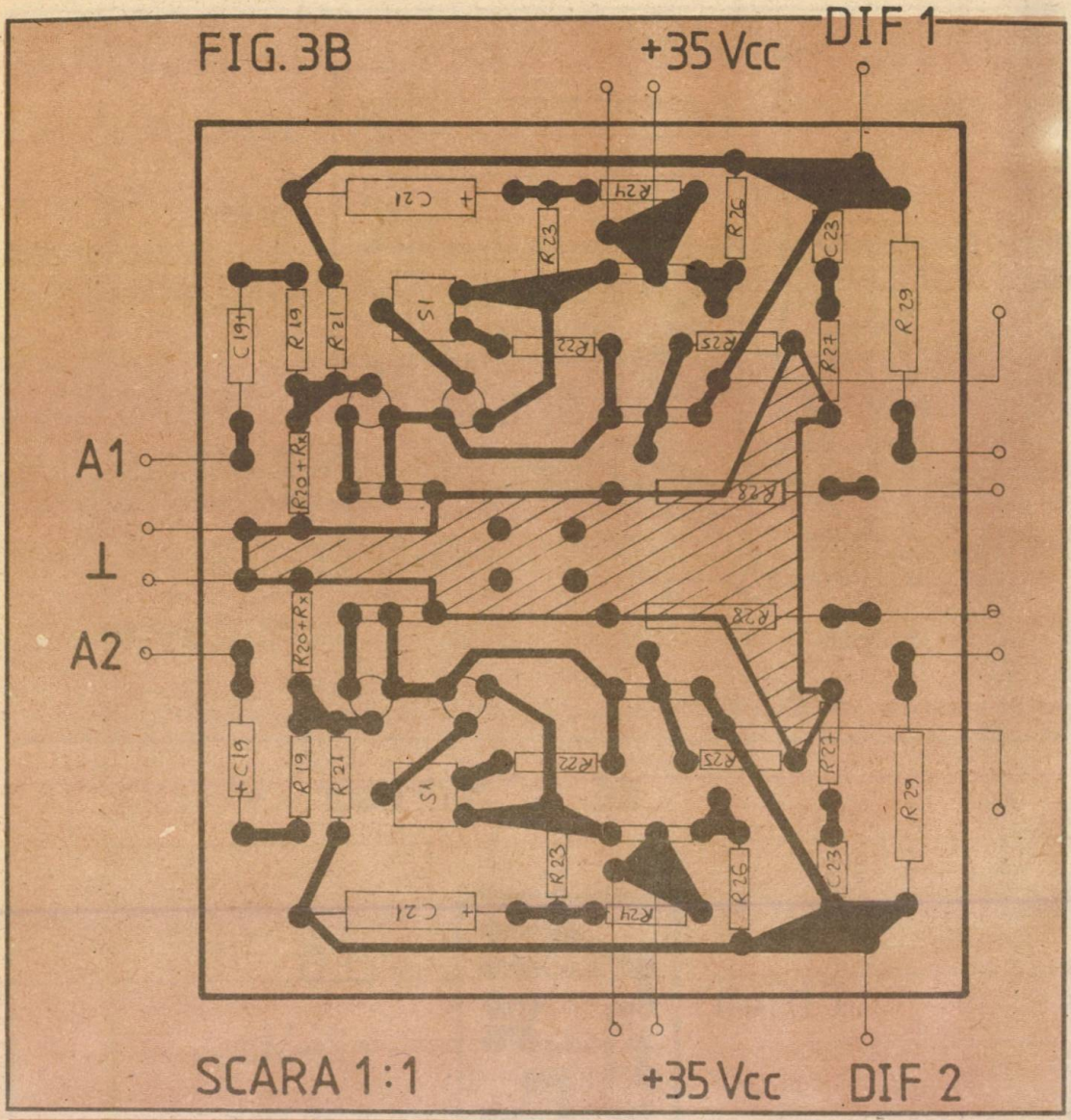
Am optat pentru aranjarea modulară a întregului sistem, aceasta sporind înţelegerea logică a funcţiilor fiecăruia, cît şi fiabilitatea ansamblului.

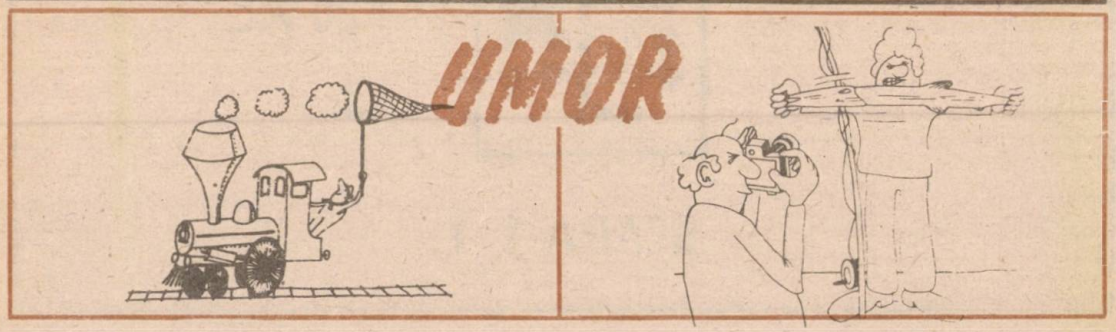

+35 Vcc
FIG. 3A
R24 2K
R23 2K2
C 21 100 µ 40 V
S1 5K
R21 1M
R22 1K5
R19 47K
C19 4,7 µ 40 V
A1
R20 51K1
Rx 10K
C22 ×
R28 0,47/3W
R29 0,47/3W
BD139
R26 51
C23 100n
R27 191
BD140
R25 51
C20 2200 µ 40 V
8ohm 35W
Rad.
BD 139
2N3055 H
2N3055 H
R30,31 3,5 K
LED
+ 24 Vcc
+ 20 Vcc
de la redresor
R32 1,6K
PL 9V1Z
3×PL12Z
2 × BCY 59 VII P
FIG. 4a


de la redresor +
FIG.4b
R30
R31
PL12Z
PL12Z
R32
PL12Z
PL9V1Z
LED
+24 Vcc
+20 Vcc
⊥

SCARA 1:1

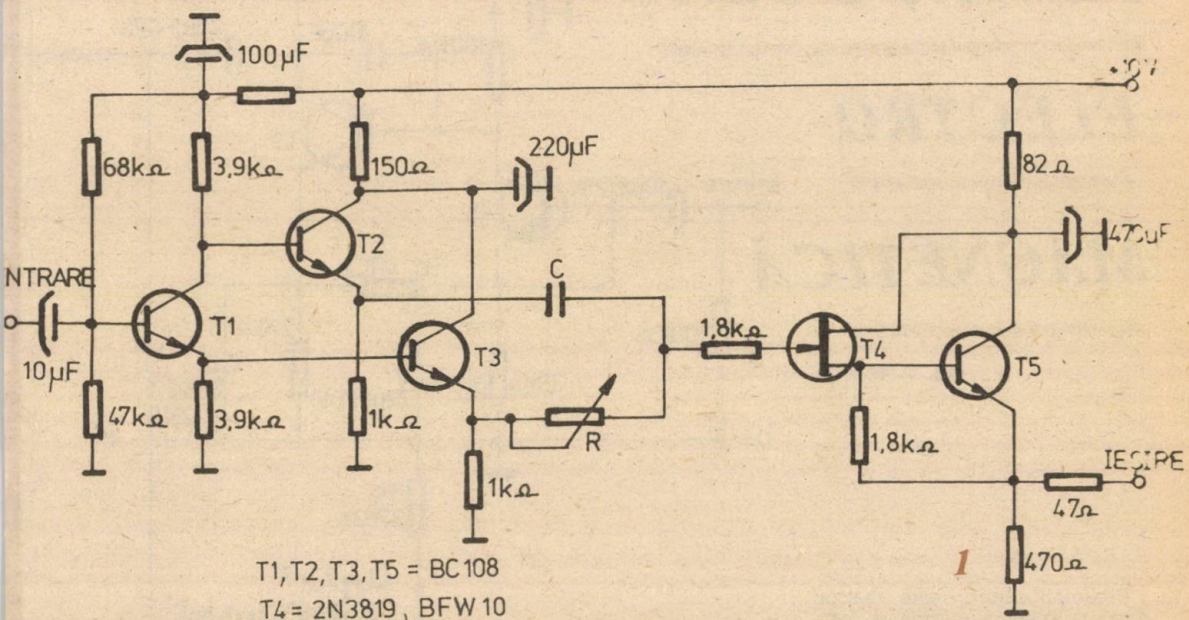
FIG. 3B





DEFAZOR REGLABIL

Ing. VASILE CIOBĂNIȚA

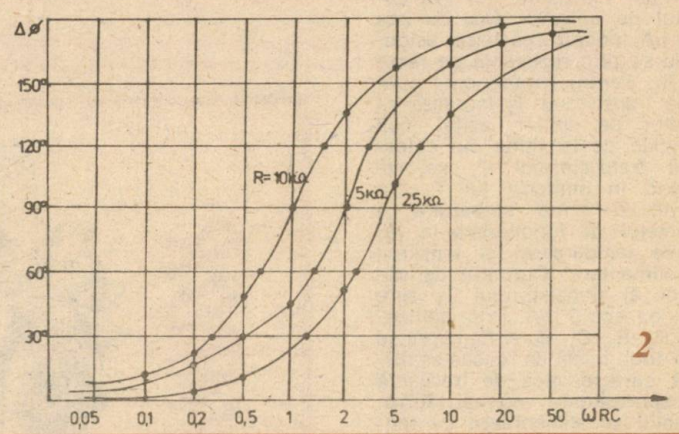


1

Circuitul prezentat în figura 1 constituie un filtru trece-tot, ce permite obținerea unor întîrzieri reglabile ale fazei semnalelor aplicate la intrare. Circuitul asigură amplitudinea constantă a semnalelor de ieșire și funcționează pînă la frecvențe de 100 kHz. Distorsiunile introduse (măsurate pentru nivel de ieșire egal cu 1 V) nu depășesc 0,1%.

Semnalele din colectorul și emitorul tranzistorului T_1 sînt defazate cu cca 180° și, prin intermediul repetoarelor realizate cu tranzistoarele T_2 și T_3, se aplică la grupul R—C. Modificînd valorile componentelor din acest grup R—C, se obține, de fapt, defazarea dorită.

Tranzistoarele T_4 și T_5 formează un etaj separator cu impedanță de intrare ridicată. Dacă rezistența R este realizată sub forma unui potențiometru liniar de 10 kΩ, pentru diferite capacități se obțin defazaje reglabile între 0° și 180°. Curbele de variație pentru trei poziții ale potențiometrului se arată în figura 2.



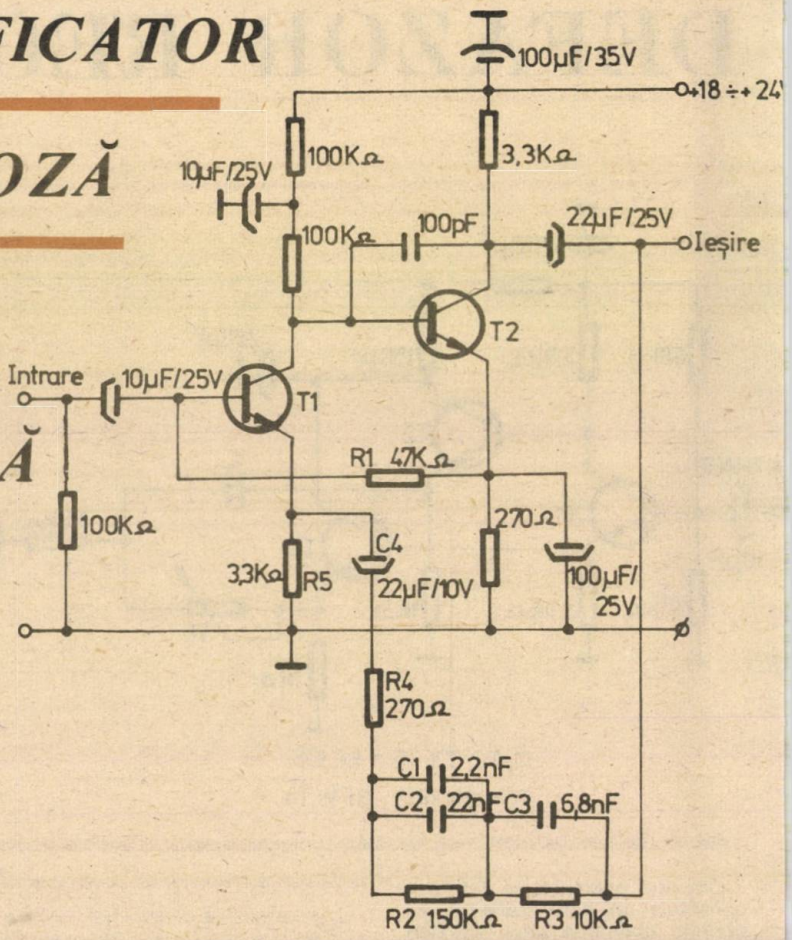
2

Caracteristici de frecvență căzătoare se obțin prin inversarea elementelor din grupul R—C.

Trebuie reținut că pentru un defazaj dat circuitul are totuși o bandă de frecvență relativ îngustă.

PREAMPLIFICATOR PENTRU DOZĂ ELECTRO-MAGNETICĂ

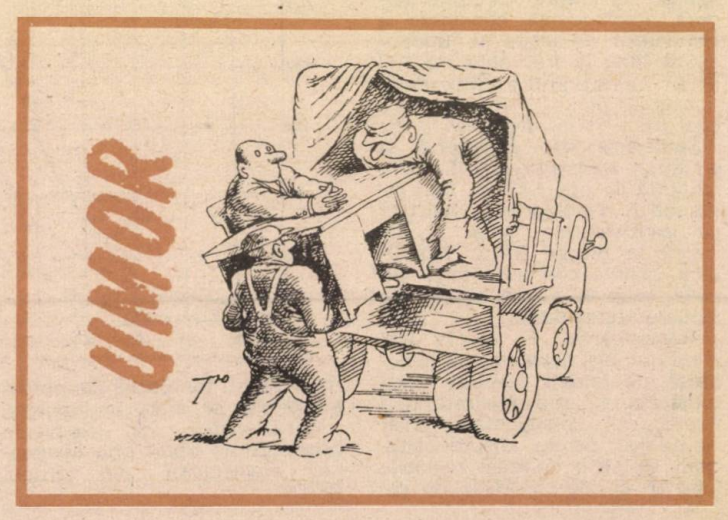
Ing. C. VASILE



Preamplificatorul este realizat după o schemă clasică şi foloseşte tranzistoare cu zgomot redus de tip BC109B sau BC109C, cuplate galvanic.

Primul tranzistor (T_1) are curentul de colector egal cu cca 100 μA, polarizarea bazei asigurîndu-se prin rezistenţa de reacţie R_1. Pentru componenta continuă tranzistorul T_2 lucrează ca repetor pe emitor, astfel încît variaţiile de tensiune din colectorul tranzistorului T_1 se regăsesc în emitorul lui T_2. Se obţine o bună stabilizare a punctelor de funcţionare la variaţiile temperaturii şi tensiunii de alimentare. Curentul de colector al tranzistorului T_2 este egal cu cca 3 mA. Prin elementele R_2, R_3; C_1, C_2 şi C_3 cuprinse în a doua buclă de reacţie se asigură caracteristica de frecvenţă corespunzătoare normei RIAA.

Etajul se alimentează cu tensiuni cuprinse între 18 şi 24 V, prezintă o amplificare de cca 35 dB şi asigură la ieşire un nivel de cca 200 mV. Distorsiunile neliniare măsurate la 10 kHz, pentru un semnal de ieşire de 1 V, nu depăşesc 0,025%.

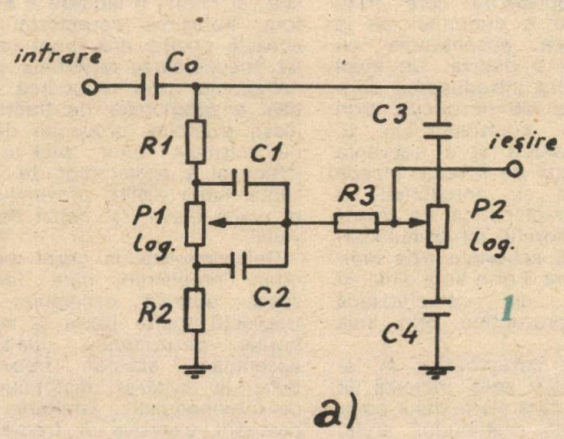


CORECTOR de TON

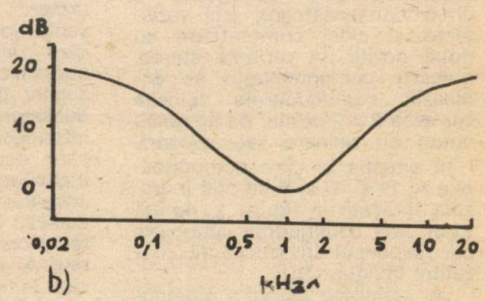
CĂTĂLIN LĂZĂROJU

Corectoarele de ton sînt circuite active (reacție negativă selectivă) sau pasive (divizoare dependente de frecvență), inserate într-un sistem de redare a sunetului, în scopul realizării unei caracteristici de frecvențe globale adaptată la exigențele ascultătorului.

Corectoarele de ton pot corecta caracteristica de frecvență a amplificatoarelor sau a traductoarelor; într-o oarecare măsură, ele permit și o adaptare la caracteristicile acustice ale spațiului în care se face audiția. De asemenea, corectoarele de ton fac posibilă modificarea caracteristicii de frecvență după unele criterii subiective; este știut că unii preferă „joasele", iar alții „înaltele".



1

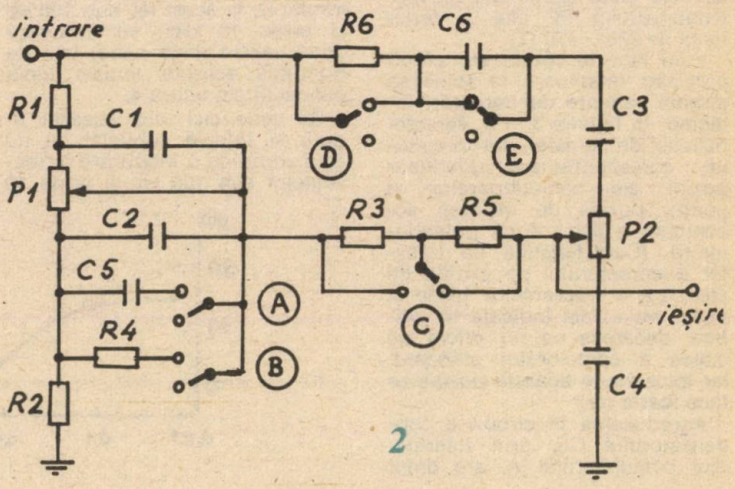


Cel mai cunoscut corector de ton, care permite reglarea separată a nivelului la frecvențe joase și înalte, este circuitul pasiv din figura 1a, a cărui caracteristică de transfer este indicată în figura 1b. (Menționăm că în toate graficele din acest articol este reprezentată caracteristica de transfer corespunzătoare poziției de maximă accentuare.)

Componentele acestei scheme au următoarele valori orientative: P1, P2 = 50 kΩ ÷ 100 kΩ log R1 = 10 kΩ; R2 = 1 kΩ; R3 = = 3,3 kΩ; C1 = 22 nF; C2 = 220 nF; C3 = 2,2 nF; C4 = 22 nF; Co ≥ ≥ 470 nF.

R3 asigură separarea celor două secțiuni ale corectorului, cea de joase (R1, P1, R2, C1, C2) și cea de înalte (C3, P2, C4); valoarea ei poate fi modificată în așa fel încît din răspunsul combinat al celor două secțiuni să se obțină un transfer convenabil. Co este inclus în schemă pentru a bloca o eventuală componentă de curent continuu și a evita astfel zgomotele care ar apărea la acționarea cursoarelor celor două potențiometre, datorită încărcării condensatoarelor.

În funcție de valorile componentelor utilizate în acest corector accentuarea frecvențelor situate la limitele domeniului de 20—20 000 Hz poate atinge 15 ÷ ÷ 20 dB, uneori cu tendință de creștere în afara acestui domeniu. Fără a intra în amănunte, precizăm că accentuarea excesivă a frecvențelor sub 40 Hz și peste 15 kHz nu numai că este inutilă, dar poate crea unele situații de instabilitate (riscul de apariție a oscilațiilor infra și ul-



2

trasonore) și de înrăutățire a parametrilor (micșorarea raportului semnal/zgomot, creșterea distorsiunilor armonice).

În cele ce urmează prezentăm unele modificări care pot fi aduse la un corector de ton pasiv, existent într-un amplificator. Schema completă este indicată în figura 2. Față de schema din figura 1a, varianta propusă se realizează prin adăugarea a două condensatoare, trei rezistențe și cinci comutatoare cu două poziții. În varianta stereo, numărul componentelor se dublează; comutatoarele folosite vor avea 2 x 2 poziții, de tip push-buton cu retinere sau glisante.

În situația în care comutatoarele A, B, C, D și E se află în poziția indicată în figura 2, corectorul are configurația standard, cu răspunsul în frecvență prezentat în figura 1b.

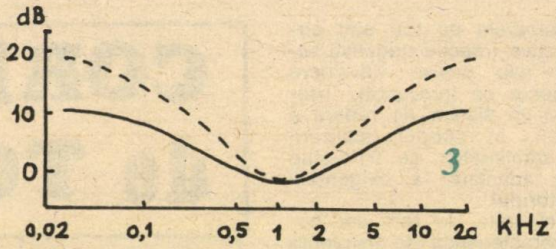
La stabilirea valorilor componentelor introduse suplimentar, cu mențiunea că ele nu sînt critice, se vor folosi relațiile de mai jos: C5 = 2C2; R4 = 1 500/C2; R5 = 3R3; R6 = 15/C3; C6 = C3/2.

În aceste relații, valorile condensatoarelor și rezistențelor sînt exprimate în nF și, respectiv, în kΩ, iar valorile componentelor C1, C2, C3, C4, R1, R2, R3, P1 și P2 sînt cele indicate în figura 1a.

Avînd în vedere relațiile de mai sus și valorile standardizate ale componentelor pasive, rezultă următoarele valori: C5 = 470 nF; R4 = 6,8 kΩ; R5 = 10 kΩ; R6 = 6,8 kΩ; C6 = 1 nF. (Dacă apar tendințe de instabilitate, se înseriază cu cele două extremități ale potențiometrului P2 cîte o rezistență de 270 ÷ 470 Ω.)

Vom face în continuare cîteva precizări referitoare la folosirea acestei variante de corector, indicînd, în figurile 3 ÷ 5, caracteristicile de transfer ale circuitului, corespunzătoare diferitelor poziții ale comutatoarelor și pentru poziția de maximă accentuare a celor două potențiometre. (Caracteristica de transfer a corectorului pe poziția de atenuare a frecvențelor joase și înalte nu a fost indicată în grafice, deoarece ea nu diferă de aceea a corectorului standard, iar folosirea în această poziție se face foarte rar.)

Introducerea în circuit a condensatorului C5, prin intermediul comutatorului A, are drept urmare deplasarea spre frecvențe joase a punctului de la care începe accentuarea cu aproximativ o octavă. Un efect similar îl are introducerea condensatorului C6 în circuit, prin intermediul comutatorului E, care deplasează spre frecvențe înalte punctul de la care începe accentuarea cu aproximativ o octavă. Caracteristica de transfer a corectorului cu comutatoarele A și E acționate este indicată în figura 3 prin linia plină, în comparație cu caracteristica inițială, reprezentată prin linia punctată.



3

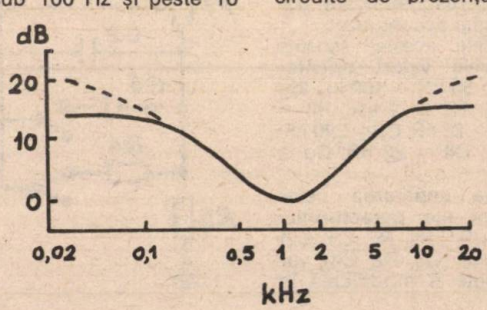
Folosirea corectorului în această poziție este indicată în cazurile în care elementele componente ale sistemului audio sînt de calitate; în această situație este necesară numai o ușoară accentuare a frecvențelor joase și înalte.

Șuntarea condensatorului C2 cu rezistența R4, introdusă în circuit prin intermediul comutatorului B, are drept rezultat limitarea accentuării excesive a frecvențelor foarte joase; în mod similar acționează la frecvențele înalte rezistența R6, introdusă în circuit prin intermediul comutatorului D. În acest fel, sub 100 Hz și peste 10 kHz, se formează două paliere (linia plină) față de fronturile abrupte inițiale (linia punctată) din figura 4.

Se vede clar din această figură și trebuie subliniat că nu este vorba de o înlăturare a frecvențelor sub 100 Hz și peste 10 kHz, ci numai o limitare a acestora. Folosirea corectorului în această poziție are drept rezultat îmbunătățirea raportului semnal/zgomot prin reducerea parțială a zgomotelor de frecvență joasă (rumble), provenite de la mecanismele unor pick-up-uri ieftine și a zgomotelor de frecvență înaltă (fîșîit), provenite de la unele discuri și benzi de tip vechi.

De asemenea, în cazul redării unor înregistrări care favorizează apariția oscilațiilor de frecvență foarte joasă a membranei difuzoarelor, limitarea accentuării acestor frecvențe duce la evitarea distorsiunilor de intermodulație. Limitarea accentuării excesive a frecvențelor joase și înalte diminuează riscul apariției oscilațiilor infra și ultrasonore în amplificatoare și a reacției acustice (microfonie) între difuzoare și microfoane sau pick-up-uri.

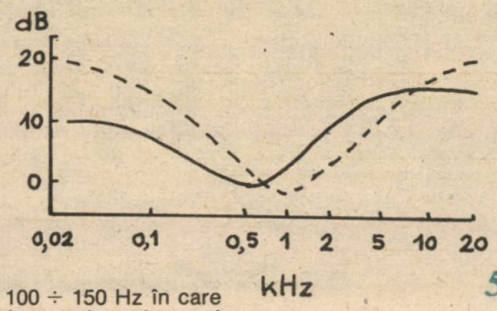
Caracteristica de transfer a corectorului de ton din figura 1 pune în evidență faptul că accentuarea frecvențelor joase și înalte începe de la aproximativ o octavă în sus și în jos față de frecvența de 1 kHz, la care atenuarea este maximă. Această situație nu corespunde cu o redare adecvată a spectrului semnalelor vorbirii, din punct de vedere al inteligibilității. Se știe că pentru îmbunătățirea inteligibilității vorbirii, redată prin sisteme de amplificare, se folosesc circuite de prezență, care cre-



4

ează impresia de percepere a sunetelor într-un plan sonor apropiat. De obicei, circuitele de prezență sînt filtre selective cu frecvența de rezonanță în domeniul 2 ÷ 4 kHz, realizînd o accentuare a acestor frecvențe de 6 ÷ 12 dB.

Varianta de corector prezentată poate oferi o caracteristică de transfer adecvată redării semnalelor vorbirii, prin introducerea în circuit a rezistenței R5, folosind comutatorul C. În această situație, zona de maximă atenuare se deplasează la aproximativ 500 Hz; față de această frecvență, zona cuprinsă între 100 ÷ 150 Hz în care se află fundamentala celor mai mulți vorbitori este accentuată cu cca 5 ÷ 6 dB, iar zona cuprinsă între 3 ÷ 4 kHz este accentuată cu cca 10 ÷ 12 dB. Caracteristica de transfer a corectorului în această poziție este indicată în figura 5 (cu linie plină) și oferă vocii căldură și penetranță.



5

Această corecție este întîlnită uneori sub denumirea FORMANT, deoarece ea accentuează formanții de ordin superior, care măresc inteligibilitatea vorbirii.

În cazul în care corectorul de ton se va realiza ca unitate independentă, reamintim următoarele:

— atacul corectorului trebuie să se facă pe o impedanță relativ mică (cîțiva kΩ);

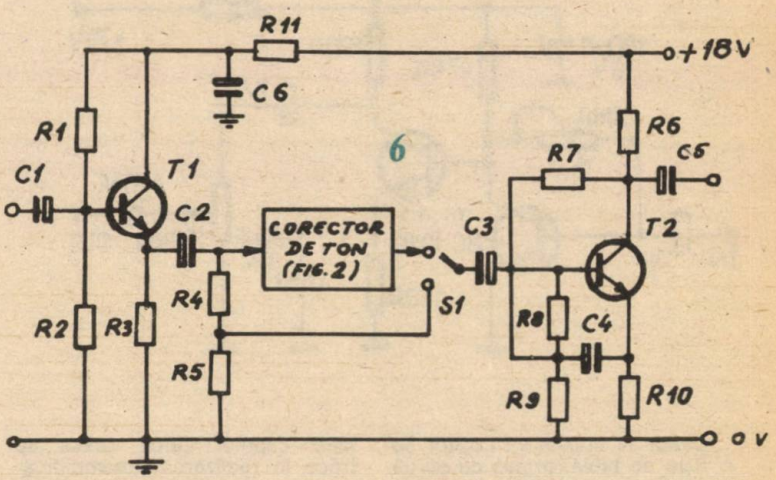
— sarcina corectorului trebuie să aibă o valoare relativ mare (zeci de kΩ);

— este necesară compensarea atenuării introduse de corectorul de ton, care în general este egală cu raportul R1/R2. Pentru valorile indicate mai sus, acest raport este egal cu 10, ceea ce corespunde la o atenuare de 20 dB.

Schema din figura 6 răspunde condițiilor formulate mai sus, în plus, prezintă și o impedanță ridicată de intrare, pentru a nu afecta parametrii etajelor sau traductoarelor la care se cuplează corectorul.

Componentele folosite în schema din figura 6 au următoarele valori: C1, C3, C5 = 2,2 μF/15 V; C2 = 25 μF/15 V; C4 = 47 μF/6,3 V; C6 = 47 μF/25 V; R1, R2 = = 390 ÷ 470 kΩ; R3, R4 = 10 kΩ; R5 = 1 kΩ; R6 = 3,9 kΩ; R7 = 120 kΩ; R8, R9 = 33 kΩ; R10 = 270 Ω; R11 = 2,2 kΩ; T1, T2 = BC107, BC108, BC171 ș.a.

Cele două etaje, repetorul pe emitor și amplificatorul de tensiune în montaj bootstrap, sînt realizate după scheme clasice. Între aceste două etaje este intercalat corectorul de ton. Comutatorul S1 și divizorul rezistiv, format din R4 și R5, permit eliminarea corectorului de ton, pentru a asculta sunetul direct, fără corecții. Deși nu este absolut necesară, această funcție există în multe amplificatoare moderne HI-FI, cunoscută sub numele de DEFEAT sau CANCEL. Eficiența acestei funcții constă, de fapt, în posibilitatea de comparare rapidă (prin comutare) a sunetului „înainte" și „după" corecție, evidențiind pregnant modificările introduse de corector și, în ultimă instanță, utilitatea acestuia.



Varianta de corector propusă mărește versatilitatea corectorului standard prin combinațiile multiple ce se pot obține din cele cinci comutatoare, corelate cu diferite poziții ale celor două potențiometre.

Eficiența acestui corector poate fi pusă în evidență fie prin vizualizare pe un vobuloscop de joasă frecvență (20—20 000 Hz), fie prin măsurători obișnuite, folosind un generator de semnale sinusoidale și un milivoltmetru, sau prin ascultare. În acest din urmă caz, este necesar să se asigure un nivel de intensitate sonoră ≥ 90 dB. (Acest nivel este practic obținut pentru o putere electrică de 1 W pe difuzoare de randament mare, sau de 5 W pe difuzoare cu randament scăzut, plasate la 1 m de ascultător.)

Prin asigurarea acestui nivel de intensitate sonoră, se poate conta pe „liniarizarea" caracteristicii de răspuns a aparatului auditiv uman. În caz contrar, adică la niveluri mici, conform curbelor Fletcher-Munson, sînt dezavantajate puternic tocmai frecvențele joase și înalte, unde acționează corectorul de ton.

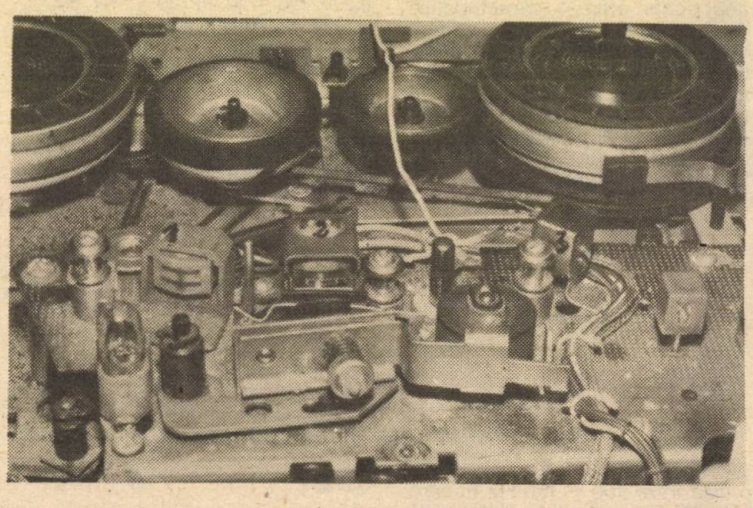
ECOU PE MAGNETOFON

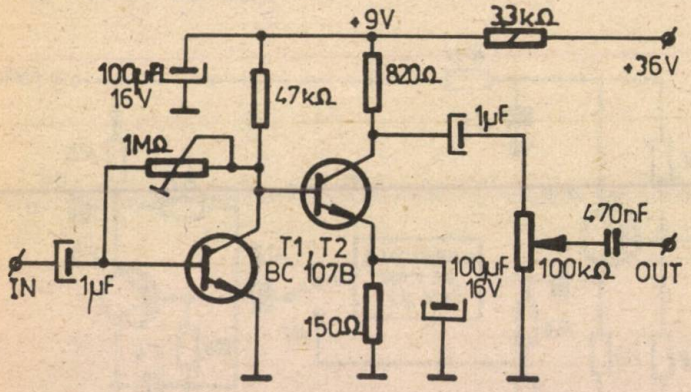
ION CIUCĂ

Sînt bine cunoscute efectele de reverberație și ecou, în prezent cunoscîndu-se mai multe principii de realizare a acestora: ecou electronic cu memorii, bandă magnetică etc. Montajul propus folosește principiul benzii magnetice, care constă în înregistrarea semnalului pe bandă și culegerea lui cu un cap suplimentar după un timp „t" variabil funcție de viteza de deplasare a benzii și distanța de montare a capului suplimentar.

Personal am folosit un magnetofon MAIAK 205, dar se poate utiliza orice tip, condiția fiind să funcționeze în regim de înregistrare.

Capul de citire suplimentar se montează în locul sesizorului de cap de bandă, care se îndepărtează.





Capul se lipește cu cositor pe o fișie de tablă, prinsă cu șurub pe placa magnetofonului, în una din găurile existente.

Prima operație constă în stabilirea înălțimii capului și a poziției față de bandă.

Pentru aceasta se desfac provizoriu legăturile de la o pistă a vechiului cap și se leagă la noul cap. Programul de pe banda înregistrată bine trebuie să se audă fără nici o diferență pe ambele capete. După aceea se trece la realizarea preamplificatorului din figura 1. Ieșirea preamplificatorului se cuplează printr-un condensator de 470 nF la intrarea de microfon a magnetofonului corespunzătoare pistei folosite.

Potențiometrul de reglare a lungimii ecoului se montează în locul mufei REMOTE CONTROL.

Am folosit pista 2-3 cu reglarea nivelului de ecou din potențiometrul de reglare a nivelului înregistrării.

PUNEREA ÎN FUNCȚIUNE ȘI REGLAJE

Se cuplează noul cap la intrarea preamplificatorului și se pune magnetofonul pe înregistrare cu butonul stop acționat. Se reglează R_1 pentru amplificare maximă, fără distorsiuni, la atingerea capului cu o șurubelniță metalică.

În continuare se înregistrează cu ajutorul unui microfon un semnal pe bandă. Acesta trebuie să fie auzit în difuzoare reverberat.

Preamplificatorul se alimentează chiar din magnetofon printr-o rezistență de 3,3 kΩ și un condensator de 100 µF/16 V.

MODULATOR PENTRU LUMINI DINAMICE

CĂLIN STĂNCULESCU

Montajul prezentat mai jos conține un modulator cu patru canale, dintre care unul invers. Primele trei canale sînt identice cu canalele unui modulator clasic. Primul se aprinde la notele grave, al doilea la medii, al treilea la înalte.

Canalul negativ se stinge pe măsura aprinderii celorlalte. În acest caz, variațiile de culoare (în cazul utilizării becurilor colorate) sînt mai marcate. Demarajul jocului de lumini este asigurat de un transformator clasic de ieșire al cărui primar are 5 Ω și secundarul 5 000 Ω. Reglajul sensibilității este făcut de un potențiometru liniar bobinat la 1 000 Ω, plasat la secundarul transformatorului. Fiecare canal (în afara celui negativ, acționat automat) are un reglaj independent.

CANALUL DE JOASĂ FRECVENȚĂ

Reglajul sensibilității este asigurat de un potențiometru liniar de 1 000 Ω, ale cărui borne sînt racordate la potențiometrul de volum general și la masă. Cursorul potențiometrului este apoi legat la un circuit RC trece-jos, compus dintr-o rezistență de 100 Ω/0,5 W și un condensator de 2,2 μF/400 V. Semnalul din acest circuit este aplicat unui triac de 400 V/6 A.

CANALUL DE MEDIE FRECVENȚĂ

Și acest canal are un reglaj de sensibilitate cu potențiometru liniar de 1 000 Ω racordat la masă și la potențiometrul de volum general. Cursorul potențiometrului este conectat la un circuit RC de tip trece-bandă compus dintr-o rezistență de 120 Ω/0,5 W și un condensator de 0,1 μF/400 V. Semnalul din circuit este aplicat, ca și precedentul, la un triac de 400 V/6 A. Puterea disponibilă la ieșire a acestui canal este de 1 100 W.

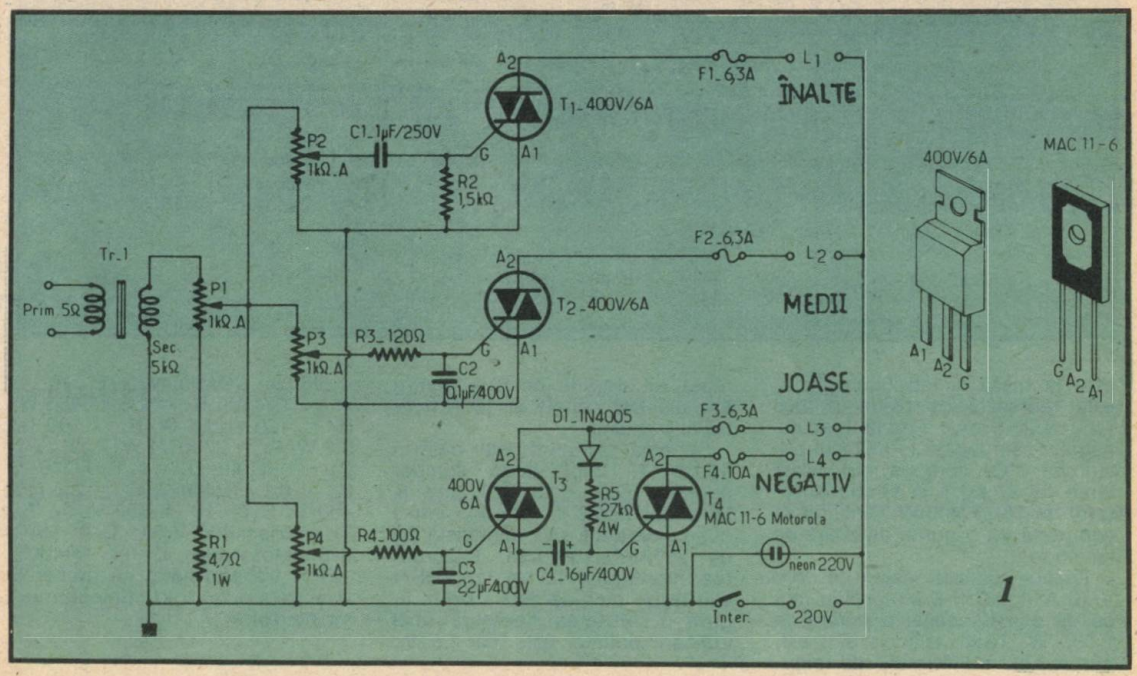
CANALUL DE ÎNALTĂ FRECVENȚĂ

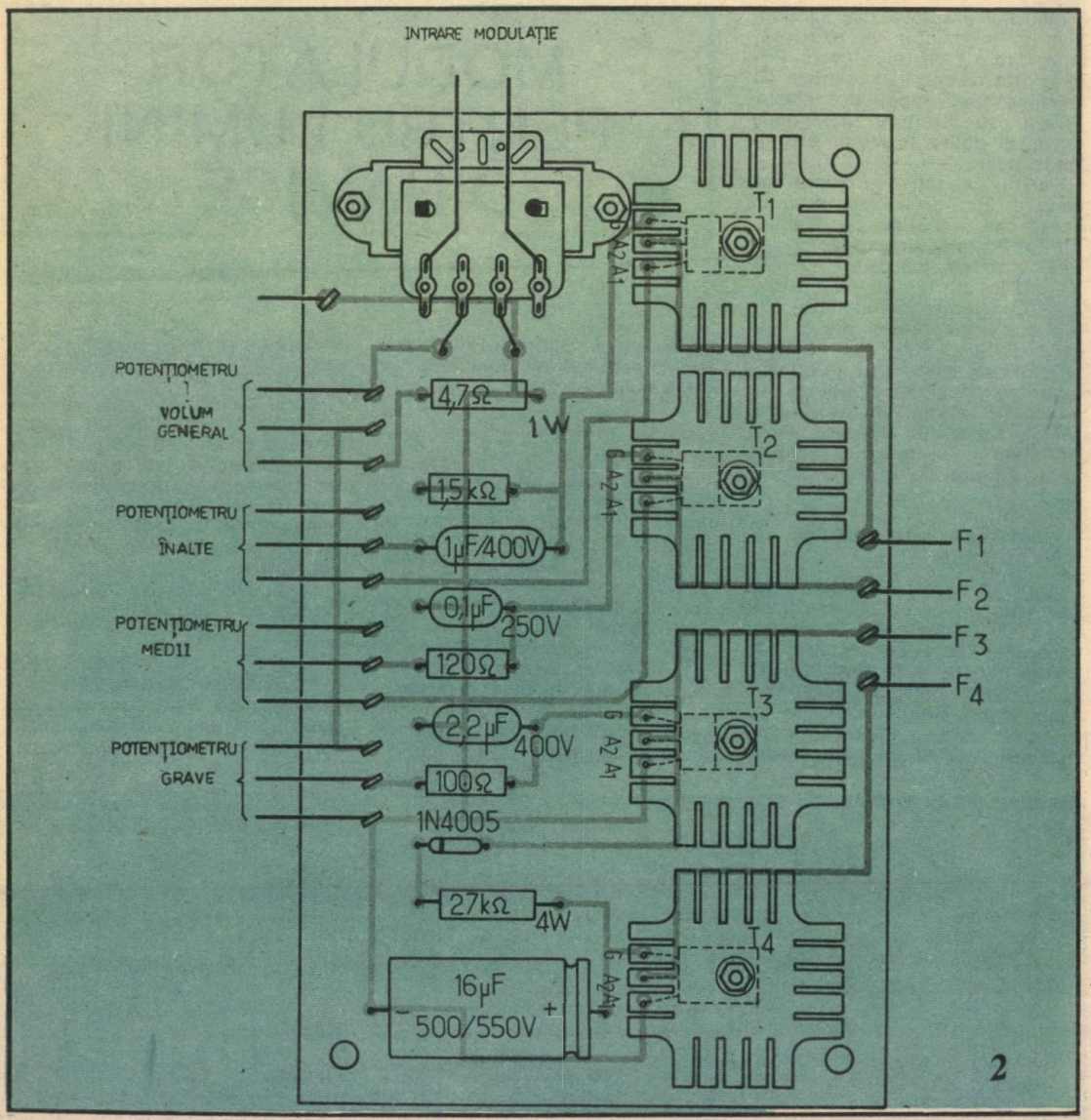
Acest canal are reglaj de sensibilitate asigurat de un potențiometru liniar de 1 000 Ω. Cursorul este conectat la un filtru RC trece-sus compus dintr-o rezistență de 1 500 Ω și un condensator de 1 μF/400 V. Semnalul ieșit este aplicat la un triac de 400 V/16 A.

Și aici puterea de ieșire echivalează cu 1 100 W.

CANALUL NEGATIV

Are o temporizare de 0,1 s. Modulul negativ este conectat între punctele a_1 și a_2 ale triacului din canalul de joasă frecvență; a_1



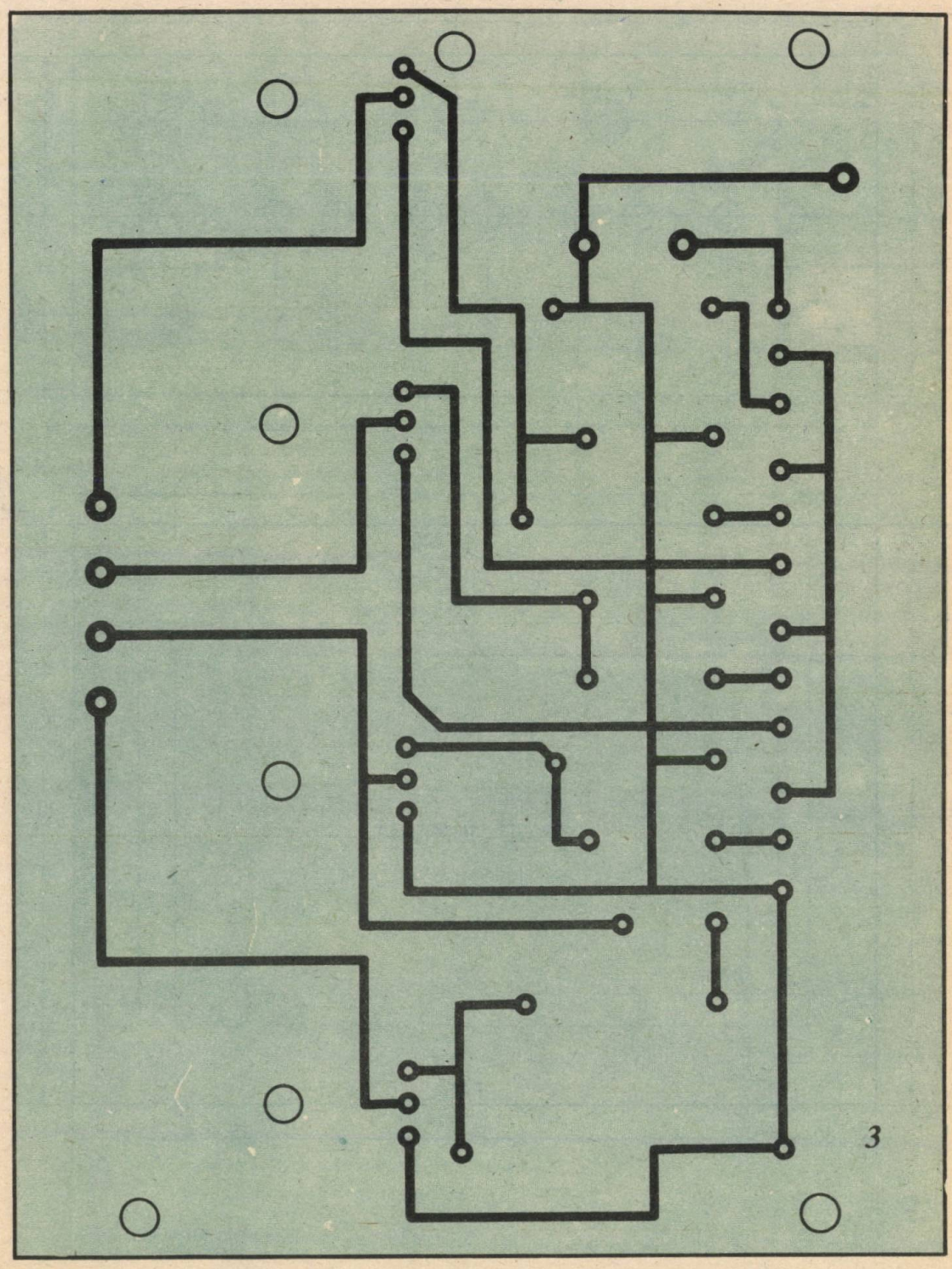


este la masă și tensiunea din a_2 este redresată de dioda 1N4005 (400 V/200 mA). Poarta triacului negativ este legată la mijlocul circuitului RC, compus din rezistența de 27 kΩ/4 W și condensatorul de 16 μF/400 W. Circuitul se comportă ca o punte divizoare de tensiune.

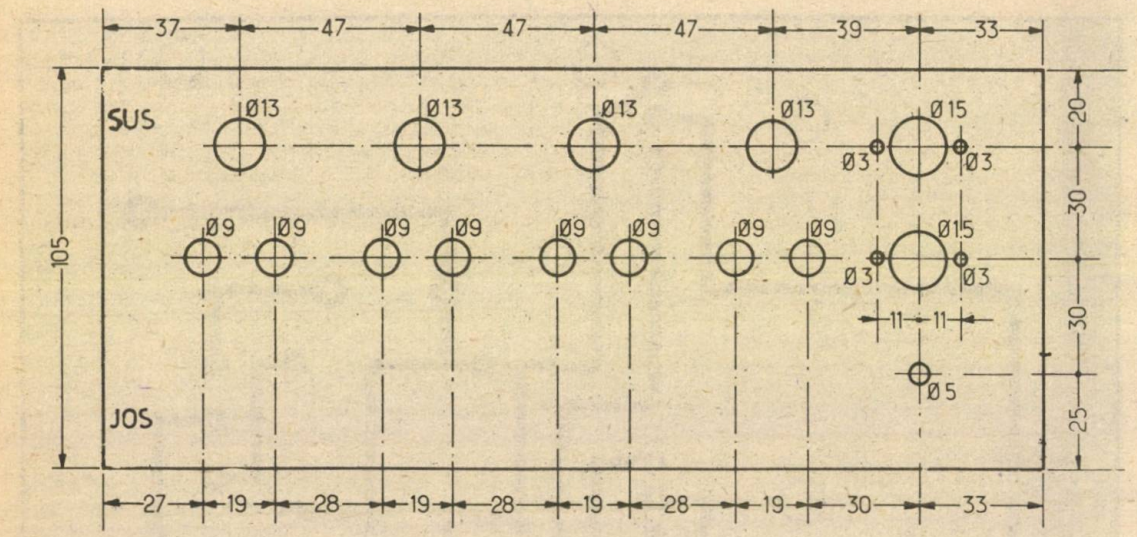
Triacul utilizat este de 400 V/10 A (MAC II-6 Motorola), fapt ce dă acestui canal o putere de 2 000 W. Toate triacele sînt asigurate la scurtcircuit de siguranțe ultrarapide de 6 A pentru primele trei canale și 10 A pentru al patrulea.

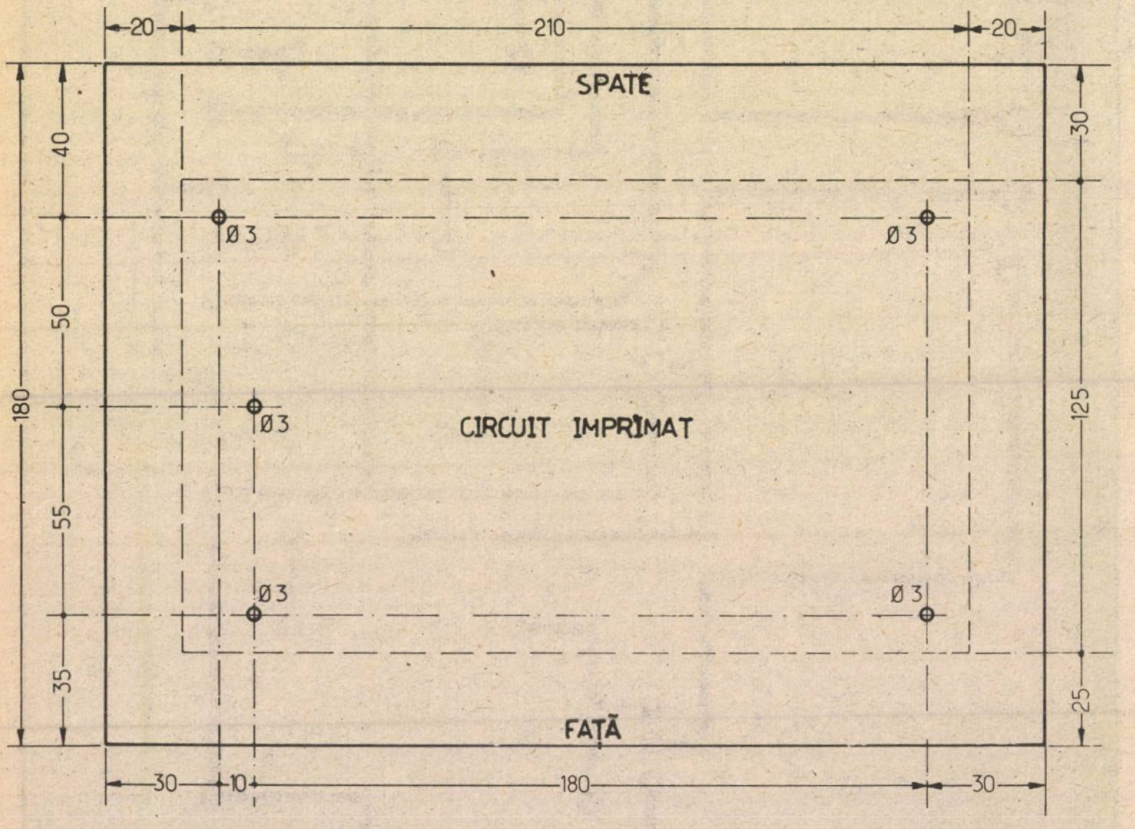
Schema completă este dată în figura 1. Implantarea componentelor este dată în figura 3. Montajul poate fi introdus într-o cutie metalică cu dimensiunile de 250x180x105 mm. Racordarea montajului la un lanț HI-FI sau la un pick-up este dată în figura 7. Puterea necesară unei utilizări optime este de 1,5 W.

LISTĂ COMPONENTE: R_1 = 4,7 Ω/1 W; R_2 = 1,5 kΩ/0,5 W; R_3 = 120 Ω/0,5 W; R_4 = 100 Ω/0,5 W; R_5 = 27 kΩ/4 W; P_1, P_2, P_3, P_4 = 1 kΩ lin; C_1 = = 1 μF/250 V; C_2 = 0,1 μF/400 V; C_3 = 2,2 μF/400 V; C_4 = 16 μF/400 V; T_1, T_2, T_3 = triac 400 V/6A; T_4 = MAC II-6 (Motorola); D_1 = 1N4005; Tr1 = transformator cu primar 5 Ω și secundar 5 kΩ (transformator de ieșire).



3


37
47
47
47
39
33
SUS
Ø13
Ø13
Ø13
Ø13
Ø15
Ø3
Ø3
20
30
105
Ø9
Ø9
Ø9
Ø9
Ø9
Ø9
Ø9
Ø9
Ø15
Ø3
Ø3
11
11
30
Ø5
JOS
25
27
19
28
19
28
19
28
19
30
33


20
210
20
SPATE
40
30
Ø3
Ø3
50
180
Ø3
CIRCUIT IMPRIMAT
125
55
Ø3
Ø3
35
25
FAȚĂ
30
10
180
30

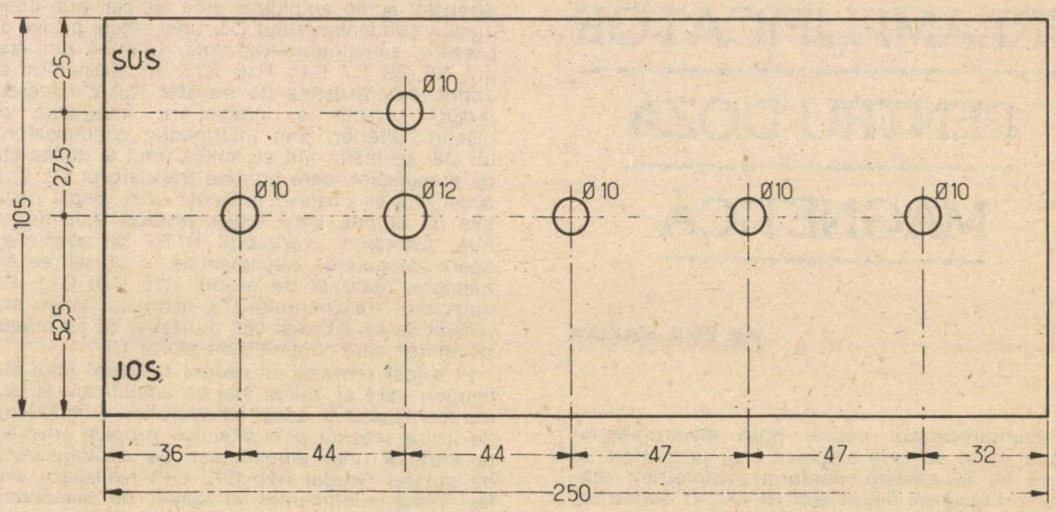
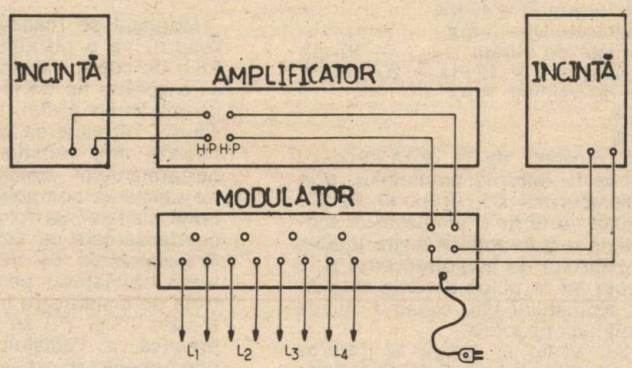
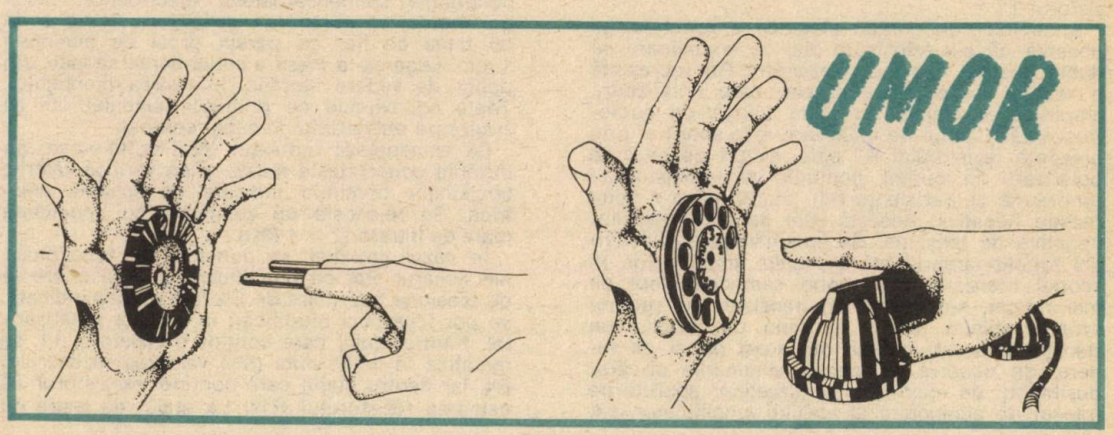


FIG.4 FIG.5 FIG.6 PLANUL CUTIEI (SCARA 1/2)





PREAMPLIFICATOR PENTRU DOZĂ MAGNETICĂ

Ing. EMIL MARIAN

Preamplificatorul pentru doză electromagnetică a cărui schemă electrică este prezentată în figură se încadrează, conform parametrilor tehnici, în categoria montajelor HI—FI. El deține următoarele performanțe:

— tensiunea de alimentare $U_A = 12$ V
— rejecția zgomotului de fond a tensiunii de alimentare ≥ 90 dB
— raportul semnal-zgomot S/N ≥ 70 dB
— impedanța de intrare $Z_i = 47$ kΩ
— tensiunea de intrare $U_i = 3$ mV
— tensiunea maximă de intrare $U_{imax.} = 10$ mV
— banda de frecvență f = 10 Hz ÷ 20 000 Hz
— caracteristica de transfer: RIAA
— T.H.D. $\leq 0{,}03\%$
— T.I.D. $\leq 0{,}01\%$

Semnalul audio provenit de la doza electromagnetică se aplică la intrarea montajului, prin intermediul condensatorului C1, grupului R2 C3 R3. Acesta reprezintă un filtru T, amplasat în scopul suprimării inițiale a frecvențelor înalte inutile, situate în afara spectrului de audiofrecvență ($f \geq$ 20 000 Hz). Prezența lor ar putea deranja amplificarea generală a semnalului util, cauzînd, nu de puține ori, intermodulații nedorite.

Ulterior, semnalul audio se aplică la intrarea primului etaj de amplificare, care conține tranzistorul T1.

Analizînd configurația electrică a acestuia, se observă că s-a folosit un etaj de amplificare cu dublă reacție negativă. Rezistorul R8 reprezintă o reacție negativă de curent, care liniarizează amplificarea etajului în toată banda de audiofrecvență. Efectul de liniarizare este sporit și prin prezența rezistorului R7 care, alături de rolul de polarizare în curent continuu al tranzistorului (împreună cu rezistența R4), reprezintă o a doua reacție negativă. Aceasta este de tipul reacțiilor negative de tensiune. Ea îmbunătățește substanțial funcționarea liniară a etajului amplificator. În scopul realizării unui raport semnal-zgomot cît mai ridicat, s-a utilizat un tranzistor cu zgomot propriu minim, situat în zona de funcționare (tensiune-curent) optimă din acest punct de vedere. Se observă că, pentru eliminarea oricăror posibilități de apariție a perturbațiilor apărute pe traseul de alimentare al etajului amplificator, s-a prevăzut un filtraj suplimentar, cu ajutorul grupului R5 C2 C4. Din colectorul tranzistorului T1, semnalul audio amplificat este aplicat, prin intermediul condensatorului C5, unei rețele pasive de corecție amplitudine-frecvență, formată din grupul R9 C6 C7 R11 R10 R12. În acest mod se obține caracteristica de transfer RIAA, necesară redării corecte a înregistrării imprimate pe discuri. Ulterior, prin intermediul condensatorului C8, semnalul util se aplică unui al doilea etaj de amplificare, care conține tranzistorul T2. Și la acest etaj se observă prezența unei reacții negative de curent, care reglementează amplificarea fără distorsiuni (rezistorul R17). De asemenea, apare decuplarea suplimentară a sursei de alimentare, realizată de grupul R15 C10 C11. Din colectorul tranzistorului T2, semnalul audio amplificat se aplică unui etaj de ieșire, de tip repetor pe emitor, care conține tranzistorul T3.

El a fost prevăzut în scopul realizării unui etaj tampon între al doilea etaj de amplificare și ieșirea montajului. În acest fel se obține o impedanță de ieșire scăzută a montajului, propice adaptării la intrarea unui amplificator de audiofrecvență de putere. Grupul R20 C12 C13 realizează același filtraj suplimentar al sursei de alimentare, prezent la toate etajele funcționale ale preamplificatorului.

REALIZARE PRACTICĂ ȘI REGLAJE

Montajul se realizează în varianta stereo (sau cvadro) pe o plăcuță de sticlostratilox placat cu folie de cupru. Se vor lua toate precauțiile necesare acestui tip de montaje (traseu de masă gros de minimum 4 mm, lipsa buclei de masă, trasee scurte, respectarea configurației de cvadripol al fiecărui etaj funcțional etc.). Pentru obținerea performanțelor specificate inițial, este obligatorie utilizarea componentelor electrice de cea mai bună calitate. Se folosesc rezistoare de tip RPM, condensatoare cu tantal, mică sau multistrat etc. Tranzistoarele de intrare (T1 și T'1) se selectează obligatoriu pentru zgomot minim, iar factorul de amplificare în curent $h_{21E} \geq 600$. Tranzistoarele T2 și T'2 au $h_{21E} \geq 400$. După realizarea practică a cablajului imprimat și amplasarea componentelor, se verifică montajul, în special polaritățile condensatoarelor electrolitice. Întregul montaj se ecranează obligatoriu într-o cutie de tablă de fier cu pereții groși de minimum 1 mm. Legarea la masă a cutiei-ecran se face, din punct de vedere electric, la ieșirea montajului. Toate conexiunile ce primesc semnalul util se realizează obligatoriu cu cablu ecranat.

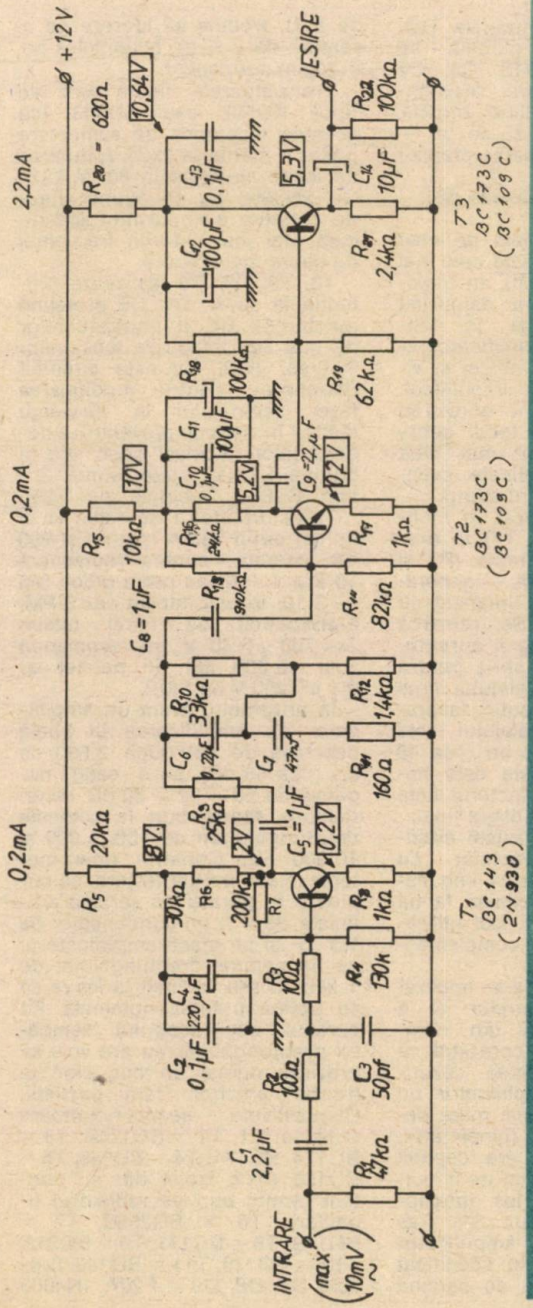
Se alimentează montajul (fără cutia-ecran, cu intrările conectate la masă) și se verifică valorile tensiunilor continue indicate de schema electrică. Se folosește un voltmetru cu impedanță mare de intrare ($Z \cong 1$ MΩ).

În cazul apariției, în punctele de funcționare ale fiecărui etaj de amplificare, a unei diferențe de tensiune mai mare de 2% față de cea indicată, se pot face mici modificări în privința polarizărilor. Pentru etajul care conține tranzistorul T1, se modifică în limite mici (5%) valoarea rezistorului R4, iar pentru etajul care conține tranzistorul T2 valoarea rezistorului R14. La etajul de ieșire nu

se fac modificări, deoarece punctul său de funcţionare nu este critic.

După reglajele precizate anterior, se introduce montajul în cutia metalică şi se rigidizează corespunzător din punct de vedere mecanic.

Realizat şi montat, preamplificatorul va confirma pe deplin performanţele iniţiale.



MEMORATOR

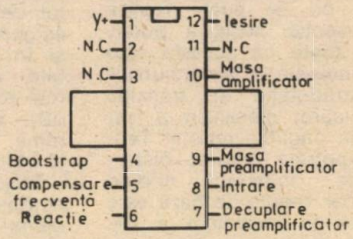
TCA 150 T

Acest circuit este un amplificator de putere de joasă frecvenţă destinat a fi utilizat în radioreceptoare, radioreceptoare auto, televizoare, magnetofoane şi în multe alte aplicaţii în care puterea utilă nu depăşeşte 5 W. Circuitul prezintă o protecţie termică internă.

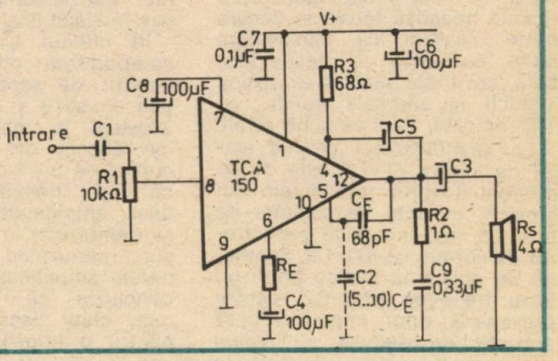
Datorită configuraţiei interne a circuitului integrat, acesta prezintă următoarele avantaje:

— cîştigul în buclă deschisă permite o bună reacţie (distorsiuni mici) şi, de asemenea, prezintă un cîştig suficient în buclă închisă (o sensibilitate ridicată);

— preamplificatorul diferenţial, alimentat cu o sursă de curent constant, prezintă o bună imunitate la rejecţia sursei de alimentare.



TCA 150



AMPLIFICATOR 60 W

ANDREI KÓCS

Chitariştii impută deseori amplificatoarelor tranzistorizate „atacul" prea lent şi lipsa basilor plini, dar totuşi „moi", iar iubitorii de audiţii HI-FI sunetul metalic, dur, în comparaţie cu cele cu tuburi electronice.

Atacul insuficient rezidă din valoarea mică a vitezei de creştere a impulsului (slew-rate) şi din subdimensionarea etajului de alimentare, mai ales a transformatorului de reţea. Îmbunătăţirea celorlalte deziderate se realizează prin reconsiderarea unor concepţii despre amplificatoarele tranzistorizate de putere.

A devenit clasică formula: etaj de intrare diferenţial, etaj de atac (driver) cu amplificare în tensiune cît mai mare, etaj final cvasicomplementar (în lipsa tranzistoarelor de putere pnp cu siliciu), alimentare simetrică.

Cu posibilităţile constructorilor amatori garantarea performanţelor în domenii largi de frecvenţă nu se poate realiza fără o reacţie negativă puternică, cu toate că aceasta este sursa principală a distorsiunilor de intermodulaţie de tranziţie (TID), al căror mecanism a fost explicat în paginile revistei Tehnium. Împotriva acestor distorsiuni se folosesc diferite metode, dar regula de bază este liniarizarea la maximum a fiecărui etaj, chiar şi cu preţul reducerii amplificării. Un amplificator cu mai multe etaje, fără reacţie negativă locală în fiecare parte realizat cu tranzistoare lente, cu bucla de reacţie globală, are toate şansele să devină instabil la semnale rapide, cu TID ridicate, deci va suna oribil.

La amplificatorul propus etajul de intrare (T1T2) este de tip diferenţial (prin rezistenţele din emitor), curenţii de colector de cca 0,5 mA, dictat de generatorul de curent T3, D1, D2. Semnalul se aplică la intrare printr-un filtru trece-jos (R1, C2) pentru prevenirea unor impulsuri prea abrupte de semnal — mijloc simplu şi eficace împotriva TID. Reacţia negativă globală se aplică prin R12, R13, C3, C4 la intrarea inversoare, rezistenţele R12, R13 stabilind amplificarea necesară (de 35 de ori — cca 32 dB). Amplificarea etajului

$$A_v = \frac{1}{2} \times \frac{R5}{R3} \cong 11 \text{ ori (21 dB)}.$$

În ultimii ani etajele de atac (driver) au suferit poate cele mai substanţiale modificări, în majoritatea cazurilor ele asigurînd amplificarea maximă în tensiune în cadrul amplificatoarelor, determinînd de obicei şi viteza de creştere a impulsului. Montajele cu sarcini bootstrap au dispărut, cedînd locul generatoarelor de curent mai mult sau mai puţin complicate, eventual montajelor în contratimp.

Driverul este realizat în montaj super — G (T6, T7) în execuţie de integrator rapid (R7 şi C5) cu sarcină activă — generatorul de curent T4, liniarizat cu R15 nedecuplată. Se remarcă valoarea relativ mare a curentului de colector (20 mA) pentru asigurarea atacului etajului final şi în condiţii mai puţin favorabile. Amplificarea etajului este mai mare de 240 de ori (cca 48 dB). Valoarea aceasta este minimă, depinzînd de factorul beta al tranzistoarelor din etajul final.

Etajul final este clasicul cvasicomplementar, completat cu dioda D7, care încearcă îmbunătăţirea simetriei. Subliniez faptul că soluţia ideală ar fi fost utilizarea tranzistoarelor complementare în etajul final.

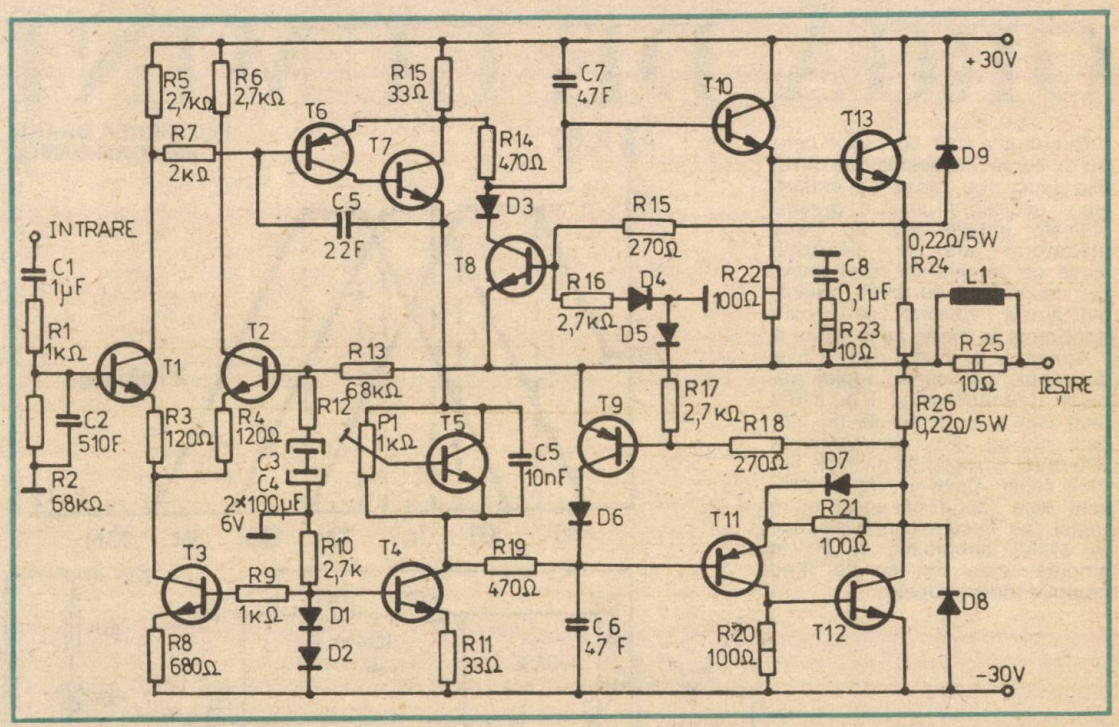
În ultimul timp s-a analizat comportarea difuzoarelor şi a filtrelor de separaţie din incintele acustice şi s-a constatat că acestea, în majoritatea cazurilor, absorb din amplificator un curent de 3—4 ori mai mare decît cel nominal (bineînţeles, dacă amplificatorul era capabil să debiteze...) în regim de impulsuri, perturbînd serios funcţionarea amplificatorului. S-a tras concluzia că un amplificator bun, chiar dacă este specificat pentru o impedanţă de sarcină de 8 Ω, trebuie să lucreze pe o sarcină de 2 Ω (!), bineînţeles nu în regim permanent.

Tranzistoarele finale sînt de tipul KD502 sau KD503 (cu acestea tensiunea de alimentare poate fi mărită la 2x35 V, puterea de ieşire ajungînd la 80 W/4 Ω). Cu 2N3055 nu se obţine viteza de creştere a impulsului specificată mai jos, datorită frecvenţei de tăiere mai scăzute.

T8, T9, D3, D6 realizează protecţia la scurt, D4, D5 protejînd joncţiunea BE a tranzistoarelor de mai sus împotriva tensiunilor inverse. R23, C8 este circuitul Beucherot, pentru modificarea fazei semnalului la frecvenţe înalte, în scopul prevenirii autooscilaţiilor. Acelaşi scop are şi bobina L1 (12 spire, sîrmă ∅ 1 mm CuEm, bobinate pe R25).

Transformatorul de reţea va fi de cel puţin 150 A (mono) şi 250 VA (stereo), puntea redresoare 10 PM 1 ÷ 6 sau patru diode SI6 — SI10, în nici într-un caz 3 PM. Electroliticii de filtraj minim 2x4 700 μF/40 V (se recomandă 2 x 10 000 μF), în paralel cu 0,1 μF/250 V tip PMP.

În ansamblu, avem un amplificator cu amplificarea în buclă deschisă de cel puţin 2 600 de ori (cca 68 dB), cu o reacţie negativă de 68 − 32 = 36 dB, ca un răspuns foarte bun la semnale dreptunghiulare de 100, 1 000 şi 10 000 Hz. Conform unei metode relativ noi de testare, se cuplează în paralel pe sarcina artificială de 4 Ω un condensator de 1,3 μF şi se atacă amplificatorul cu un semnal dreptunghiular de 1 kHz în aşa fel încît la ieşire să se obţină puterea nominală. Pe ecranul osciloscopului semnalul dreptunghiular nu are voie să prezinte numai un mic cioc la frontul anterior, fără oscilaţii. Dispozitivele semiconductoare utilizate: T1, T2 = BC174B; T3 = BC174, BC171; T4 = BD149; T5 = BD135 (fixat izolat dar cu contact termic bun pe radiatorul finalilor), T6 = BC256B; T7 = BD149; T8 = BC171; T9 = BC252; T10 = BD139; T11 = BD140. Diodele D7, D8, D9 = F207, 1N4003



etc., restul diodelor 1N4148.

Este deosebit de importantă calitatea semireglabilului P1 (curentul de repaus), mai ales în cazul folosirii amplificatorului „pe teren", un contact imperfect ducînd la ambalarea și deteriorarea tranzistoarelor finale. Pentru acestea se recomandă un radiator de cel puțin 500 cm².

Pentru reglajul curentului de repaus se va aplica la intrare un semnal de 10 mV la 20 kHz și se va regla P1 (începînd cu cursorul dinspre colectorul lui T5) pînă la dispariția totală a distorsiunilor de neracordare (crossover). Cei pretențioși pot mări curentul de repaus pînă la 120 mA, urmărind temperatura finalilor.

Performanțele amplificatorului:

— puterea de ieșire 60 W/4 Ω sau 36 W/8 Ω în gama de 20 Hz — 21 kHz;

— banda de frecvență la P_{ies} = = 5 W; 16 Hz — 90 kHz;

— viteza de creștere a impulsului 10,5 V/μs;

— tensiunea de intrare 485 mV pentru puterea nominală;

— raportul semnal/zgomot 96 dB;

— distorsiuni armonice < 0,5% la puterea nominală în gama de 20 Hz — 20 kHz.

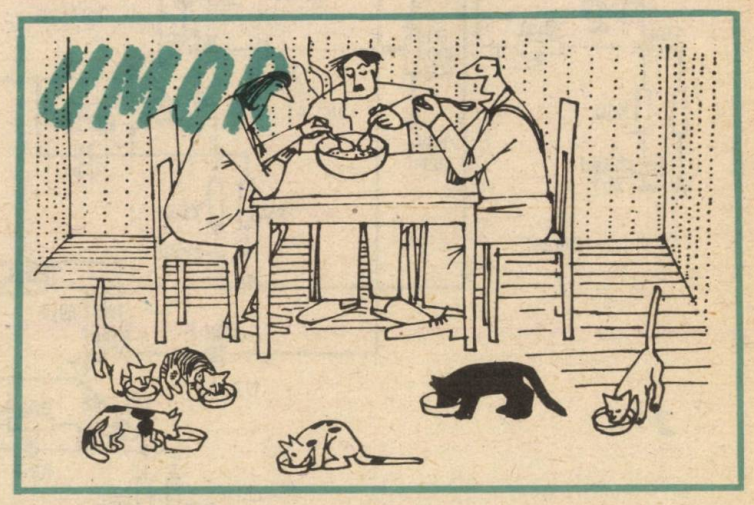
BIBLIOGRAFIE

B. Bărbat ș.a. — Amplificatoare de joasă frecvență, București, 1972

HI-FI Magazin, 18/1985

Anuar Radiotechnika, 1982-1983

Colecțiile revistelor Tehnium, Radio (U.R.S.S.), Radio Televizia Electronika (R.P.B.), Radiotechnika (R.P.U.).

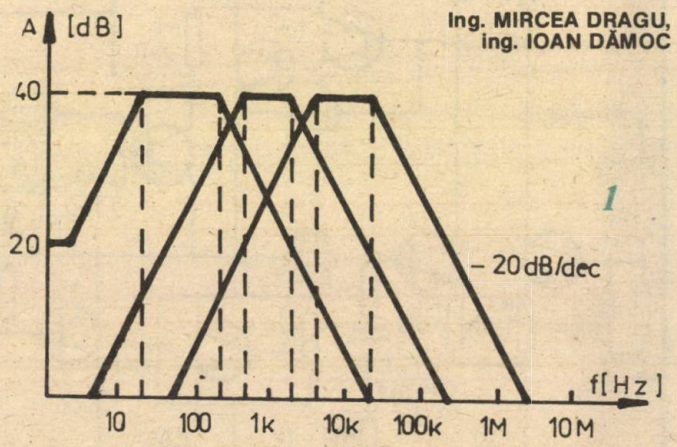


ORGĂ DE LUMINI

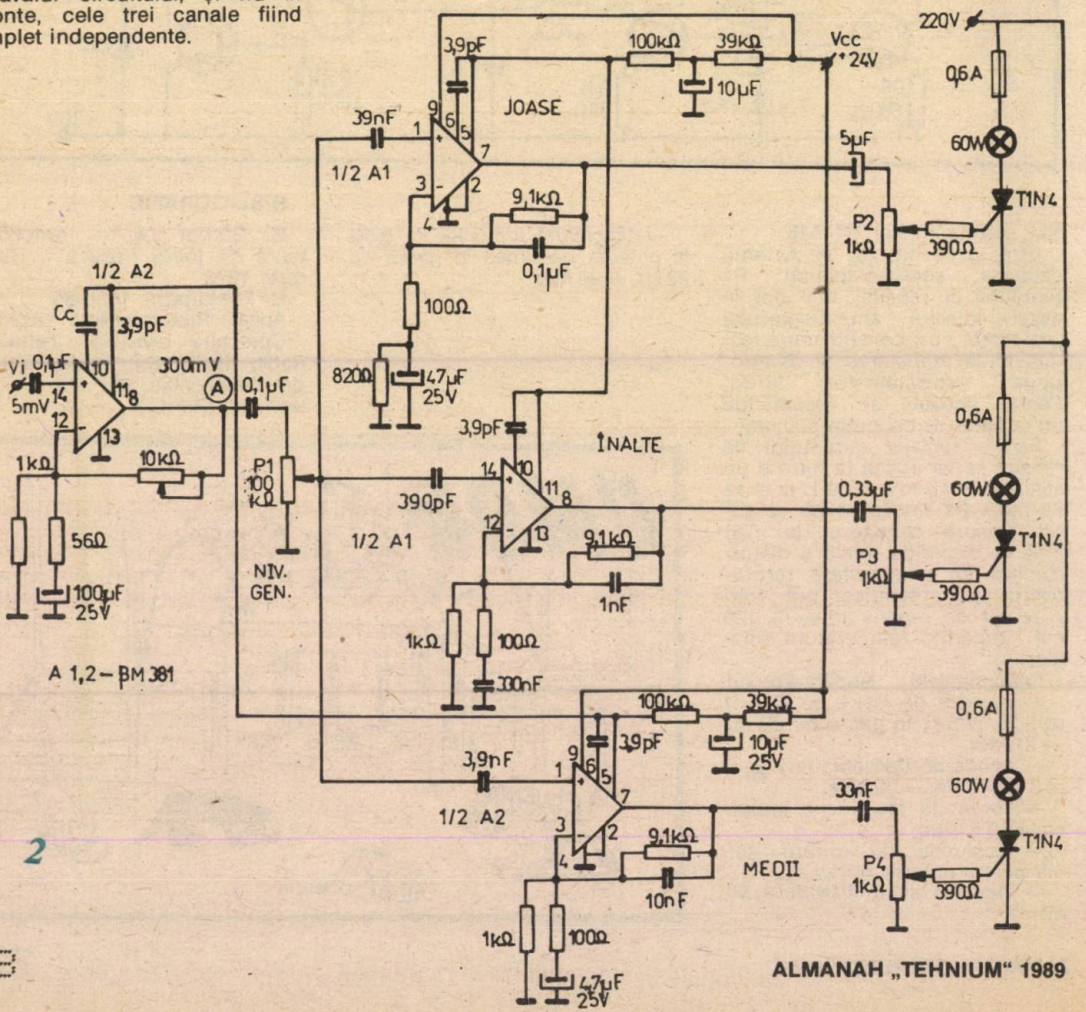
Ing. MIRCEA DRAGU,
ing. IOAN DĂMOC

Circuitul a fost conceput pentru o sursă de semnal de nivel mic (microfon, doză de chitară etc.), necesitînd deci o preamplificare inițială (fig. 2). Dacă utilizatorul are la dispoziție surse de semnal cu nivel mare, dar maximum 300 mVef, preamplificatorul general se poate transforma în mixer, ca în figura 4.

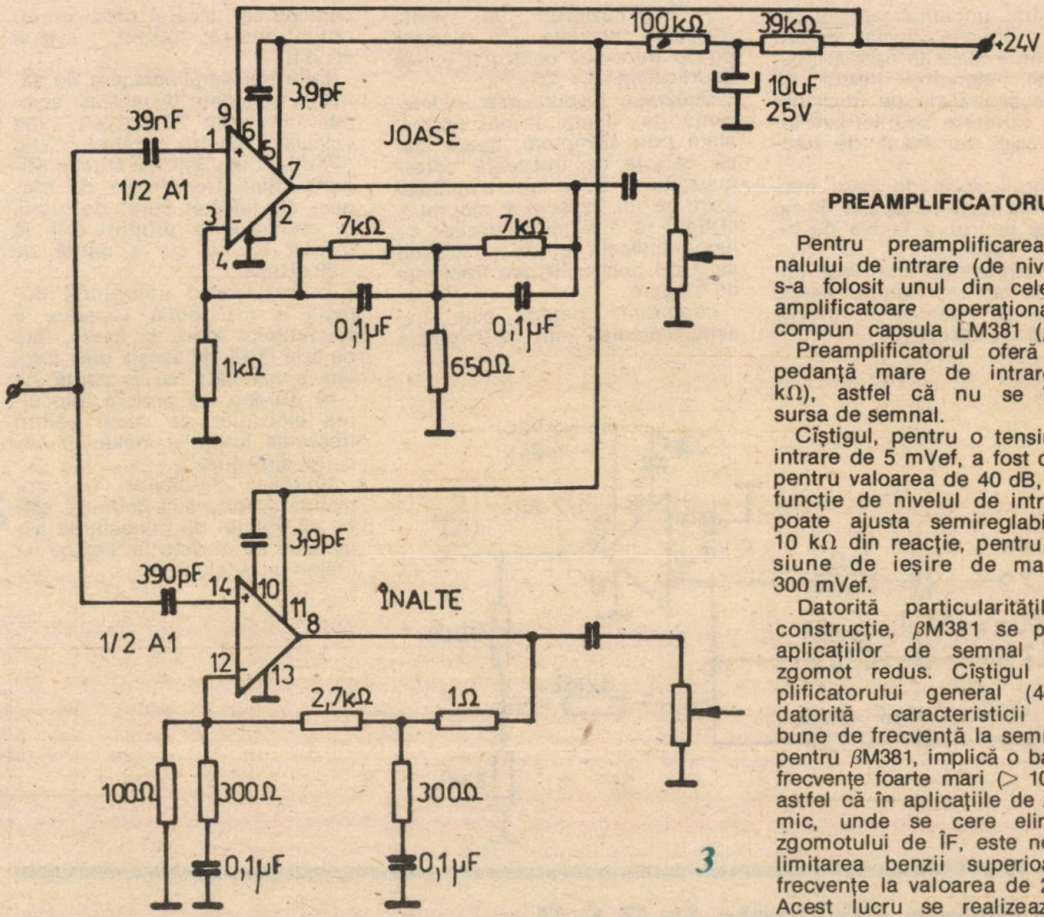
Aparatul, în modul cum a fost conceput, posedă un reglaj general (potențiometrul P_1), astfel încît cele trei canale să fie atacate cu un nivel de maximum 300 mVef și reglaj de nivel pe fiecare canal. Ceea ce este interesant este faptul că acest ultim reglaj (pe fiecare canal) se face în avalul circuitului, și nu în amonte, cele trei canale fiind complet independente.



1



2



3

Tensiunea de AF necesară atacării unui modulator de lumină, numit din ce în ce mai des „orgă de lumini", este obținută, în cele mai multe aplicații de acest gen, de la bornele difuzorului unei instalații de amplificare. Pentru separarea celor două circuite (lanț de amplificare — orgă de lumini) este necesar un transformator, în general, ridicător de tensiune.

Cuplarea transformatorului pe bornele sarcinii (difuzorului), care are o valoare mică (4 ÷ 8 Ω), apare ca un inconvenient major, prin transferarea unei părți a puterii de ieșire. Mai mult, înfășurarea primară a transformatorului de separare trebuie să aibă o rezistență suficient de mare pentru a nu încărca etajul final al lanțului electroacustic. Pe de altă parte, intensitatea luminii corespunzătoare canalelor este dependentă de nivelul semnalului.

Apare astfel necesar ca intrarea modulatorului de lumină să se facă — renunțînd la „serviciile" transformatorului — înaintea potențiometrului de volum al lanțului de redare, adică la ieșirea preamplificatorului de redare. Acesta din urmă conține și corecțiile de redare ale unor surse de semnal, cum ar fi capul magnetic, doza magnetică, la ieșirea lui rezultînd un răspuns „plat" în frecvență. Deci un nivel constant pentru întreaga bandă de frecvențe AF. Acest lucru s-a realizat pentru circuitul de față (fig. 2), prin cuplarea sursei de semnal AF la un preamplificator general cu impedanță mare de intrare (100 kΩ).

PREAMPLIFICATORUL

Pentru preamplificarea semnalului de intrare (de nivel mic) s-a folosit unul din cele două amplificatoare operaționale ce compun capsula LM381 (βM381).

Preamplificatorul oferă o impedanță mare de intrare (100 kΩ), astfel că nu se încarcă sursa de semnal.

Cîștigul, pentru o tensiune de intrare de 5 mVef, a fost calculat pentru valoarea de 40 dB, dar, în funcție de nivelul de intrare, se poate ajusta semireglabilul de 10 kΩ din reacție, pentru o tensiune de ieșire de maximum 300 mVef.

Datorită particularităților de construcție, βM381 se pretează aplicațiilor de semnal mic și zgomot redus. Cîștigul preamplificatorului general (40 dB), datorită caracteristicii foarte bune de frecvență la semnal mic pentru βM381, implică o bandă de frecvențe foarte mari (> 100 kHz), astfel că în aplicațiile de zgomot mic, unde se cere eliminarea zgomotului de ÎF, este necesară limitarea benzii superioare de frecvențe la valoarea de 20 kHz. Acest lucru se realizează prin cuplarea în paralel cu condensatorul de compensare internă a unei capacități C_c = 3,9 pF.

Cuplarea sursei de semnal la intrarea preamplificatorului se va face obligatoriu printr-un cablu ecranat, pe care se va monta un manșon (inel) de ferită.

AMPLIFICATOARELE DE CANAL

Răspunsurile în frecvență, după care a fost calculat modulatorul de lumină prezentat, se află în figura 1. S-a considerat că o pantă de 20 dB/dec pentru fiecare bandă de lucru este suficientă și acoperitoare. Mai mult, cele trei răspunsuri în frecvență se intersectează două cîte două la o atenuare de 3 dB față de nivelul general de 40 dB — care nu trebuie să depășească această valoare —, asigurînd astfel și o compunere corectă a culorilor.

Cele trei amplificatoare de canal vor acționa numai pentru banda de trecere la care au fost calculate, atenuînd destul de puternic semnalele de frecvență străină. Conform figurii 1 sînt indicate cele trei benzi de frecvențe:

— amplificatorul de joasă frecvență prezintă un răspuns de tip trece-jos pentru o bandă de lucru: 40 ÷ 200 Hz;

— amplificatorul de frecvență medie are un răspuns de tip trece-bandă pentru frecvențe între 500 ÷ 2 000 Hz;

— amplificatorul de înaltă frecvență prezintă un răspuns de tip trece-sus pentru o bandă de frecvențe: 5 ÷ 20 kHz.

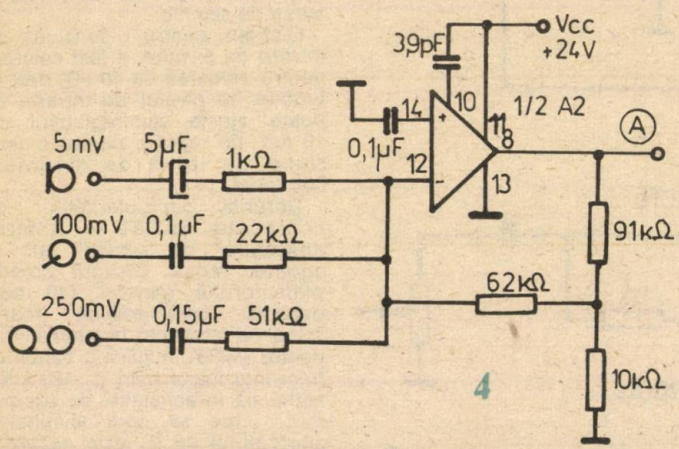
Deoarece răspunsurile în frecvență din figura 1 sînt aproximate prin asimptote, apare clar că benzile de frecvență corespunzătoare celor trei amplificatoare se vor micșora și mai mult, cîștigul la marginile benzilor de lucru indicate anterior scăzînd cu 3 dB pentru fiecare frecvență de frîngere.

Importante pentru cele trei amplificatoare sînt frecvențele centrale ale fiecărei benzi de lucru, și anume: 100 Hz, 1 kHz și 10 kHz.

Cele trei amplificatoare de canal sînt atacate de același semnal (maximum 300 mVef), fiind calculate pentru același cîștig (40 dB). Circuitele de reacție asigură, după frecvențele de frîngere ale fiecărei benzi de lucru, o atenuare a amplificării în circuit închis cu o pantă de −20 dB/dec.

În cazul cînd utilizatorul dorește o mai bună separare a frecvențelor joase și înalte, față de cele medii, în sensul unei creșteri a atenuării cu o pantă de −40 dB/dec, se preferă înlocuirea blocurilor de canal pentru frecvențe joase și înalte cu circuitul din figura 3.

Nulurile circuitelor de comandă și forță sînt comune, astfel că înainte de conectarea alimentării se va detecta faza cu un creion de tensiune.



Rezistoare fabricate în R.S.R.

(URMARE DIN PAG. 50)

brica și rezistoare cu toleranțe mai mici, și anume 0,25%, 0,2%, 0,1%, 0,05%, 0,02% sau 0,01%. Șirul de puteri indicate în STAS este (indicat în W) 0,05; 0,1; 0,125; 0,25; 0,5; 1; 2; 3; 4; 5; 6; 7; 8; 9; 10; 16; 25; 40; 50; 75; 100; 160; 250; 500.

Rezistoarele se marchează în clar sau codificat, notîndu-se în mod obligatoriu rezistența nominală și toleranța și, în mod facultativ, firma producătoare, data fabricației, codul firmei producătoare, norma tehnică de referință, factorul de zgomot. Sînt, de exemplu, rezistoare la care se vor nota în mod obligatoriu și puterea disipată, coeficientul de temperatură, tensiunea nominală limită. În normele STAS 9109-74 se indică codificarea literală a unităților de măsură, a toleranțelor și a valorilor rezistenței nominale a rezistoarelor. Unitățile de măsură se codifică cu R pentru ohmi, K pentru kiloohmi, M pentru megaohmi, G pentru gigaohmi și T pentru terraohmi. În notație litera ține loc de virgulă, de exemplu 1K5 reprezintă 1,5 kΩ. Codificarea literală a toleranțelor este indicată în tabelul 2, iar codul culorilor pentru rezistoare este indicat în tabelul 3.

În țara noastră rezistoarele se fabrică la IPEE „Electroargeș". Tipurile fabricate sînt prezentate în tabelul 4, unde s-au indicat rezistorul și modul de notare a tipului constructiv, domeniul de valori ale rezistenței nominale, toleranțele rezistoarelor din execuție, seriile de fabricație (șirurile de valori ce se execută), factorul de zgomot, tipul rezistorului, puterea disipată nominală, fiabilitatea, domeniul nominal de temperatură, tensiunea nominală, o schiță a rezistorului cu indicarea dimensiunilor și valoarea acestor dimensiuni. Cu ajutorul acestui tabel se pot identifica toate rezistoarele de fabricație românească (după dimensiunile acestora) și stabili toți parametrii înscriși în tabel.

BIBLIOGRAFIE

Radu Ovidiu — Componente electronic pasive, Catalog, Editura Tehnică, București, 1981

N. Drăgulănescu — Agenda radioelectronistului, Editura Tehnică, București, 1983

TDA 3810

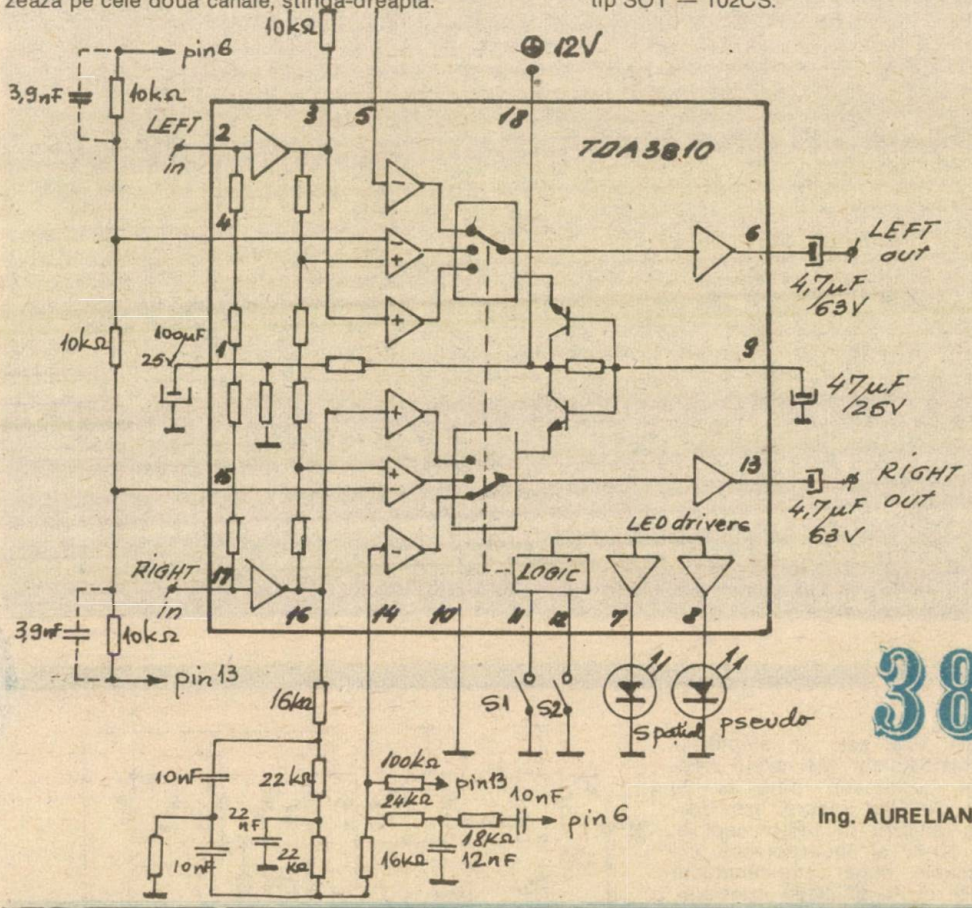
Circuitul integrat TDA3810 a fost elaborat de firma Philips pentru echipamentele audio de larg consum. Circuitul îndeplinește următoarele roluri:

— funcționarea în regim stereo normal;
— obținerea dintr-un semnal stereo a unei imagini sonore lărgite (Spatial Stereo);
— obținerea dintr-un semnal monofonic a unui semnal pseudostereofonic ce se repartizează pe cele două canale, stînga-dreapta.

Circuitul comandă două LED-uri pentru afișarea modului de lucru.

Circuitul și nivelul efectului pseudostereo sînt determinate de calitatea componentelor exterioare circuitului, care formează rețeaua (filtrul) de separare.

Caracteristicile circuitului și schema de utilizare sînt prezentate mai jos. Circuitul este asamblat în capsulă DIL cu 18 terminale, din plastic, tip SOT — 102CS.



Ing. AURELIAN MATEESCU

Parametrul	Simbol	min.	tipic	max.	UM
Tensiunea de alimentare	Vp	4,5	12	16,5	V
Curentul absorbit	Ip	—	6	12	mA
Tensiunea de referință	Vs	5,3	6	6,7	V
Tensiunea intrare pin 2,17 distorsiuni — 0,2%	√i(rms)		L	2	V
Rezistența intrare pin 2,17	Ri	50	75		kΩ
Cîștig în tensiune $\frac{Vout}{Vin}$	Gv	—	0	—	dB
Separarea între canale R/L	α	60	70		dB

TDA 3810

Distorsiuni armonice totale f = 40 ÷ 16 000 Hz Vout (rms) = 1 V	THD	—	0,1	—	%
Rejecţia sursei de alim.	RR		50		%
Tensiunea de zgomot la ieşire	Vn(rms)	—	10	—	F
Funcţionare SPATIAL pin 11 şi 12 HIGH (2 ÷ Vp voltage)					
Defazarea	α		50		%
Cîştig în tensiune	Gv	1,4	2,4	3,4	dB
Intrările de control pin 11 şi 12					
Rezistenţa la intrare	Ri	70	120	—	kΩ
Curentul de acţionare	Ii	—	35	100	mA
ET. ALIMENTARE LED-uri (pin 7 şi 8)					
Curentul de ieşire pentru LED-uri	Io	10	12	15	mA
Tensiunea	V_F	—	—	6	V

TABELA DE ADEVĂR

MODUL DE FUNCŢIONARE	Tens. de intrare controlată		LED SPATIAL pin 7	LED PSEUDO pin 8
	PIN 11	PIN 12		
Mono pseudostereo	high	low	off	on
Spatial stereo	high	high	on	off
Stereo	low	x	off	off

LOW = 0 — 0,8 V (tensiunea pozitivă cea mai mică);
HIGH = 2 — Vp — tensiunea de alimentare (tensiunea pozitivă cea mai mare);
x = valoare nemăsurabilă.

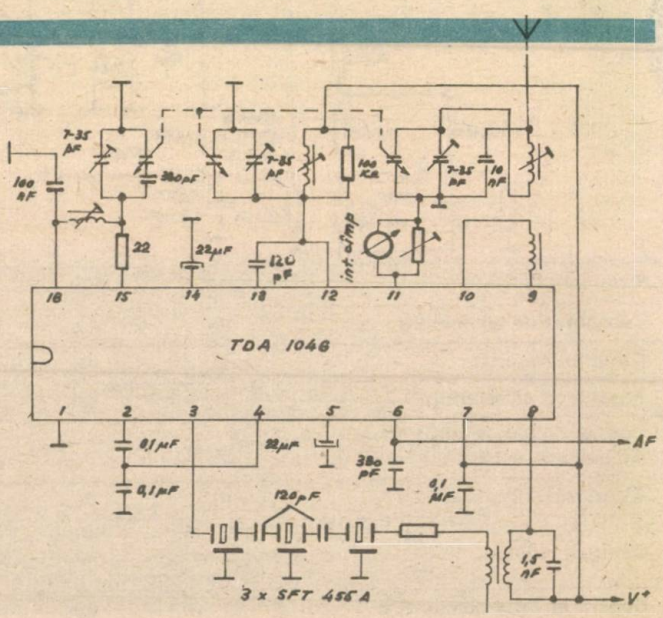
MEMORATOR

TDA 1046

TDA 1046 este un amplificator-demodulator MA avînd frecvenţa purtătoarei pînă la 30 MHz. Circuitul integrat este destinat utilizării în radioreceptoarele HI-FI şi încorporează următoarele etaje: amplificatoare de RF şi FI cu cîştig controlat, oscilator, mixer, demodulator MA simetric, filtru activ, amplificator pentru semnalul de joasă frecvenţă şi amplificator pentru indicatorul logaritmic de cîmp.

CONFIGURAŢIA

1. Masă, 2. Intrare FI, 3. Intrare FI, 4. Ieşire FI, 5. RAA/FI, 6. Ieşire audio, 7. V +, 8. Ieşire mixer, 9. 3,3 V stabilizat, 10. Circuit rezonant oscilator, 11. RAA/RF, 12. Intrare mixer, 13. Ieşire RF, 14. Indicator de cîmp, 15. Intrare RF, 16. Intrare RF.



CUM PROIECTĂM O

ORGĂ DE LUMINI

Ing. EMIL LUȚ

Pentru orga de lumini realizată s-au utilizat următoarele configurații de filtre cu amplificatoare operaționale:

1. FTJ cu 12 dB/octavă (pentru frecvențele joase)

Reamintim pentru cititorii mai tineri că o octavă reprezintă un interval de frecvență [f_1, f_2] pentru care frecvența $f_2 = 2f_1$, iar 12 dB atenuare de tensiune reprezintă o micșorare a tensiunii la 0,25 din valoarea luată ca referință, deoarece:

a (dB) = +20 log a(V), unde: a (dB) = atenuare de tensiune, exprimată în dB.

Deci pentru un FTJ cu frecvența de tăiere fo (adică acea frecvență la care se introduce o atenuare de 3 dB), vom avea la 2fo o atenuare de 15 dB a semnalului. S-au notat în figura 2 valorile tensiunii atenuate, în volți, pentru o tensiune de 1 V maximă în bandă.

Răspunsul la FTJ din figura 1 este de tip Butterworth de ordinul 2

$$fo_1 = \frac{1}{2\sqrt{2}\,\pi RC}$$

Aplicație numerică: pentru fo_1 = 120 Hz, alegînd C = 47 nF, se obține R ≃ 20 kΩ.

2. FTB cu supratensiune ridicată (pentru frecvențele medii)

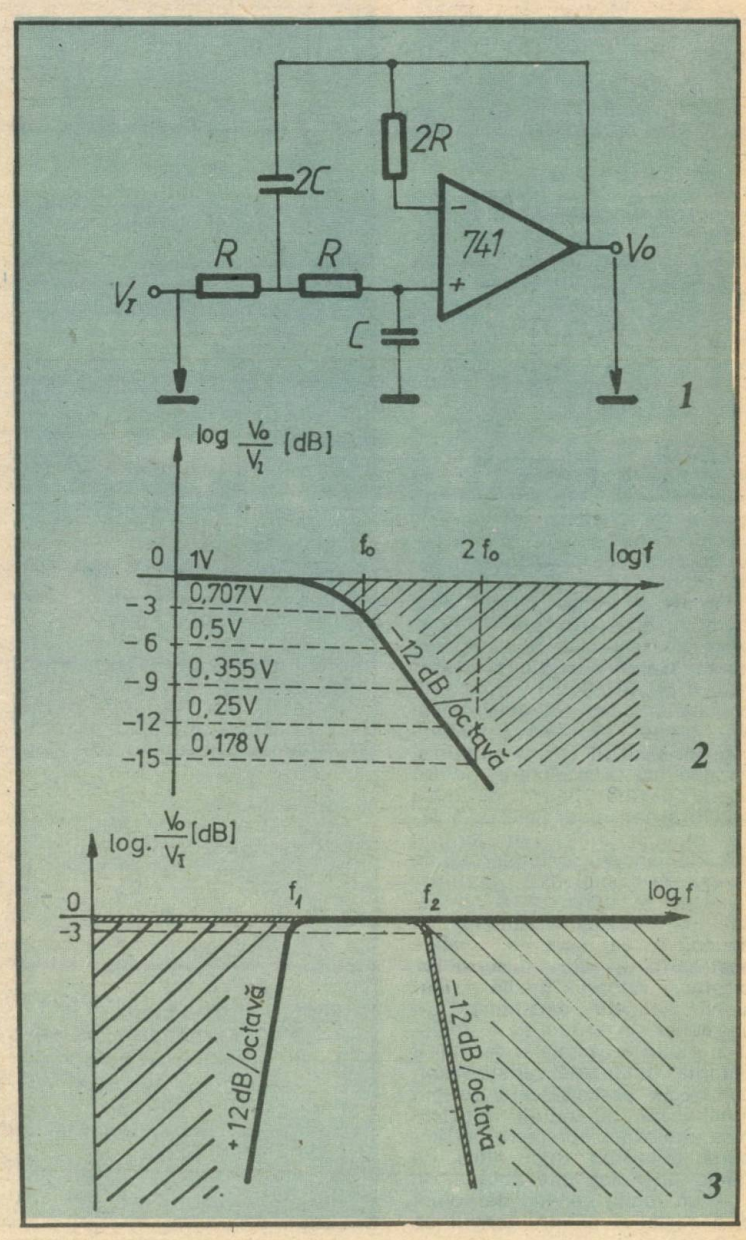
Evident, un FTB foarte bun se poate obține prin utilizarea unui filtru trece-jos urmat de un filtru trece-sus, fiecare cu 12 dB/octavă atenuare în afara benzii (vezi și „Tehnium" nr. 3/1982). Bineînțeles, se va impune ca aceste două filtre să aibă o porțiune comună de bandă de trecere (fig. 3).

Cu un singur amplificator operațional, utilizînd configurația din figura 4, se obține un filtru trece-bandă avînd caracteristica din figura 5.

Relațiile de calcul ale filtrului sînt:

— pentru frecvența centrală:

$$fo_2 = \frac{1}{2\pi CR_1}\sqrt{\frac{R_1 + R_2}{2R_2}}$$



— pentru lărgimea de bandă:

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi CR_1}$$

cu observația posibilității unei reglări a frecvenței centrale prin schimbarea valorii lui R_2 în condițiile menținerii constante a cîștigului și a lărgimii benzii.

Aplicație numerică. a) Pentru fo = 525 Hz, Δf = 450 Hz, alegînd C = 22 nF, se obțin R_1 = 16 kΩ, R_2 = 9,1 kΩ, deci se realizează o bandă de trecere: 300 Hz — 750 Hz.

b) Pentru fo = 3 kHz, Δf = = 2 kHz, alegînd C = 4,7 nF, se obțin R_1 = 16,9 kΩ, R_2 = 4,7 kΩ, adică se realizează banda de trecere 2 kHz — 4 kHz.

Varianta a) se va utiliza pentru canalul II, iar varianta b) pentru canalul III al orgii de lumini (medii-joase, respectiv medii-înalte).

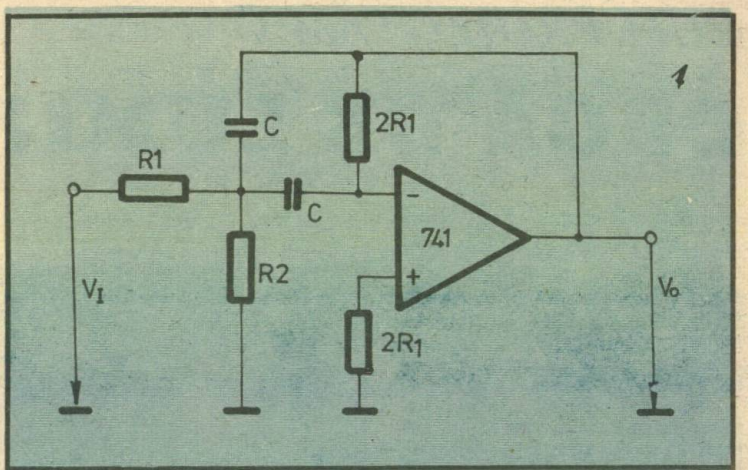
3. FTS cu 12 dB/octavă (pentru frecvențele înalte)

Se poate utiliza schema din figura 6 cu caracteristica de frecvență din figura 7. În acest caz frecvența de tăiere $f_o = \frac{1}{\sqrt{2}\,\pi RC}$

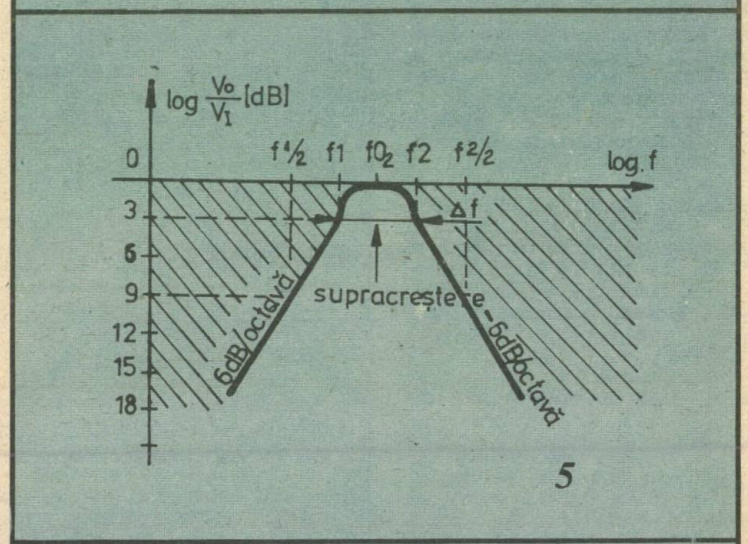
Aplicație numerică: cu f_o = 7,5 kHz, alegînd C = 3,3 nF se obține R ≃ 9,1 kΩ. Suprapunînd cele 4 caracteristici ale filtrelor calculate mai sus, se obține caracteristica de frecvență a orgii de lumini propuse (fig. 8).

Pentru a utiliza filtrele propuse într-o orgă de lumini se impune ca semnalul de la ieșirea lor să „atace" poarta unui tiristor (sau triac) în anodul căruia este cuplată sarcina, respectiv becul sau grupul de becuri folosite (fig. 9). Evident se pot utiliza și circuite cu tranzistoare pentru comanda unor becuri de mică putere și tensiune. Este utilă folosirea unei punți redresoare în circuitul anodic al tiristorului în scopul de a împiedica pătrunderea fazei tensiunii rețelei pe traseul de masă al montajului, cu pericolele pe care le implică acest lucru (în plus, în acest fel, crește și valoarea medie a tensiunii aplicate becurilor). De asemenea, în scopul de a împiedica parazitarea rețelei de 220 V datorită comutației tiristoarelor, cu efecte perturbatoare asupra funcționării aparaturii electronice audio din apropiere, se impune utilizarea unui filtru de rețea. Alte elemente utile ar fi:

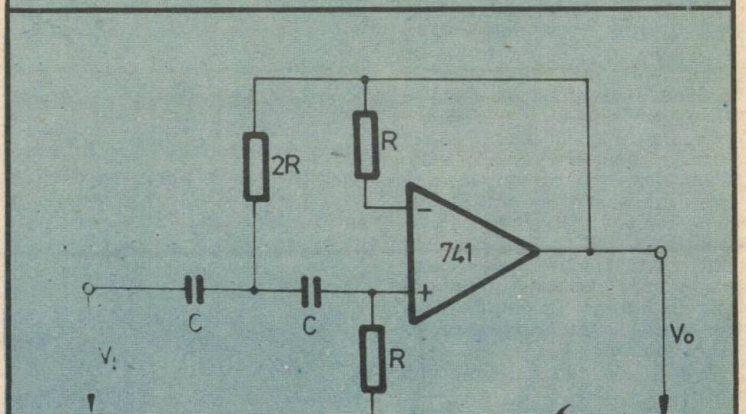
— un reglaj general de volum al semnalului (pentru pragul de



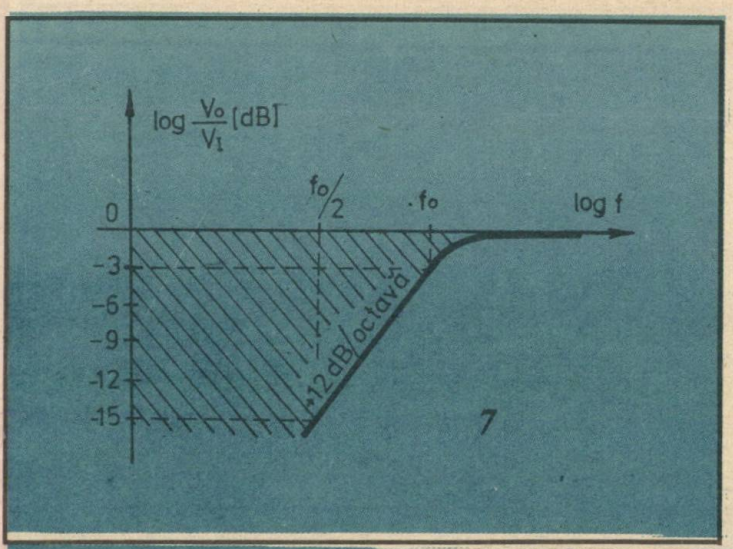
1



5



6



deschidere a tiristoarelor);

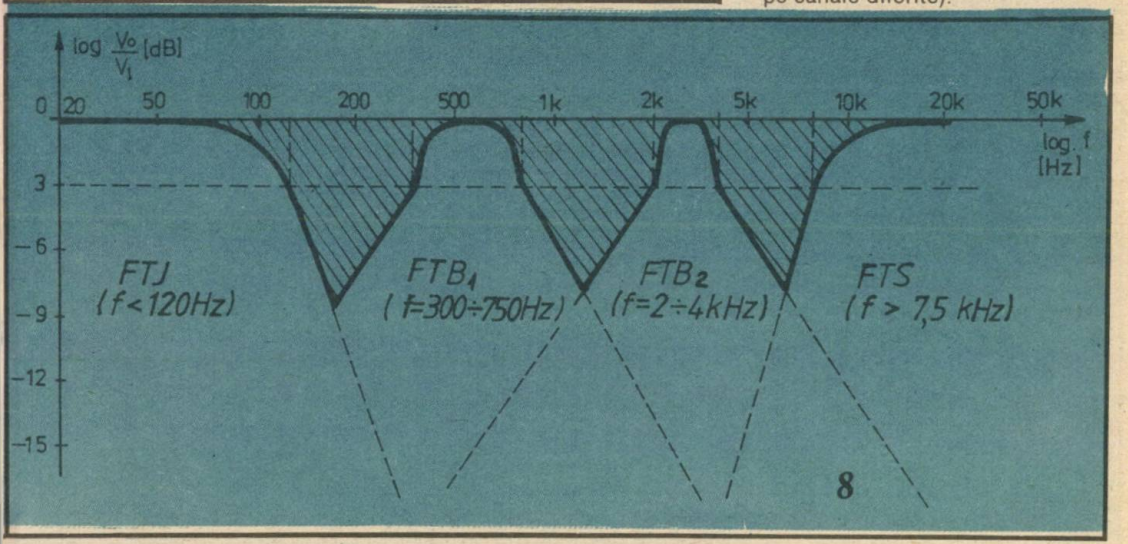
— reglaje distincte pe fiecare canal ale tensiunii de prag a tiristoarelor;

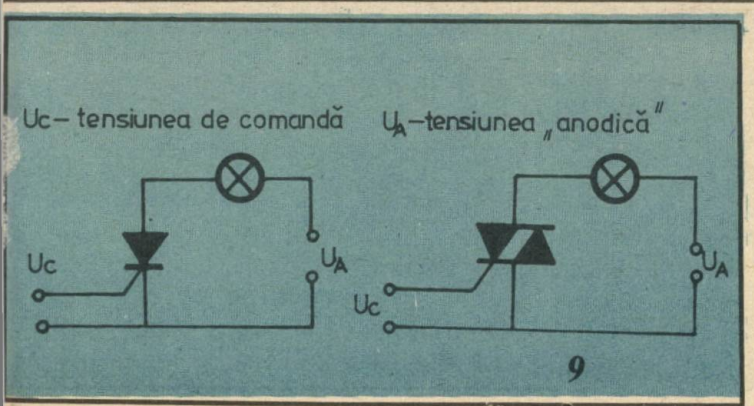
— amplificator al semnalelor primite de la sursa audio (pentru situația în care nivelul acestora este prea mic);

— repetoare de tensiune, pentru a realiza adaptări de impedanță sau pentru a asigura curentul necesar deschiderii tiristoarelor (dacă cel furnizat de amplificatoarele operaționale este prea mic);

— separare galvanică prin transformator între sursa de semnal și orga de lumini propriu-zisă;

— compresor de dinamică, pentru a atenua semnalele de volum prea mare, care determină aprinderea puternică și simultană a mai multor becuri (de pe canale diferite).

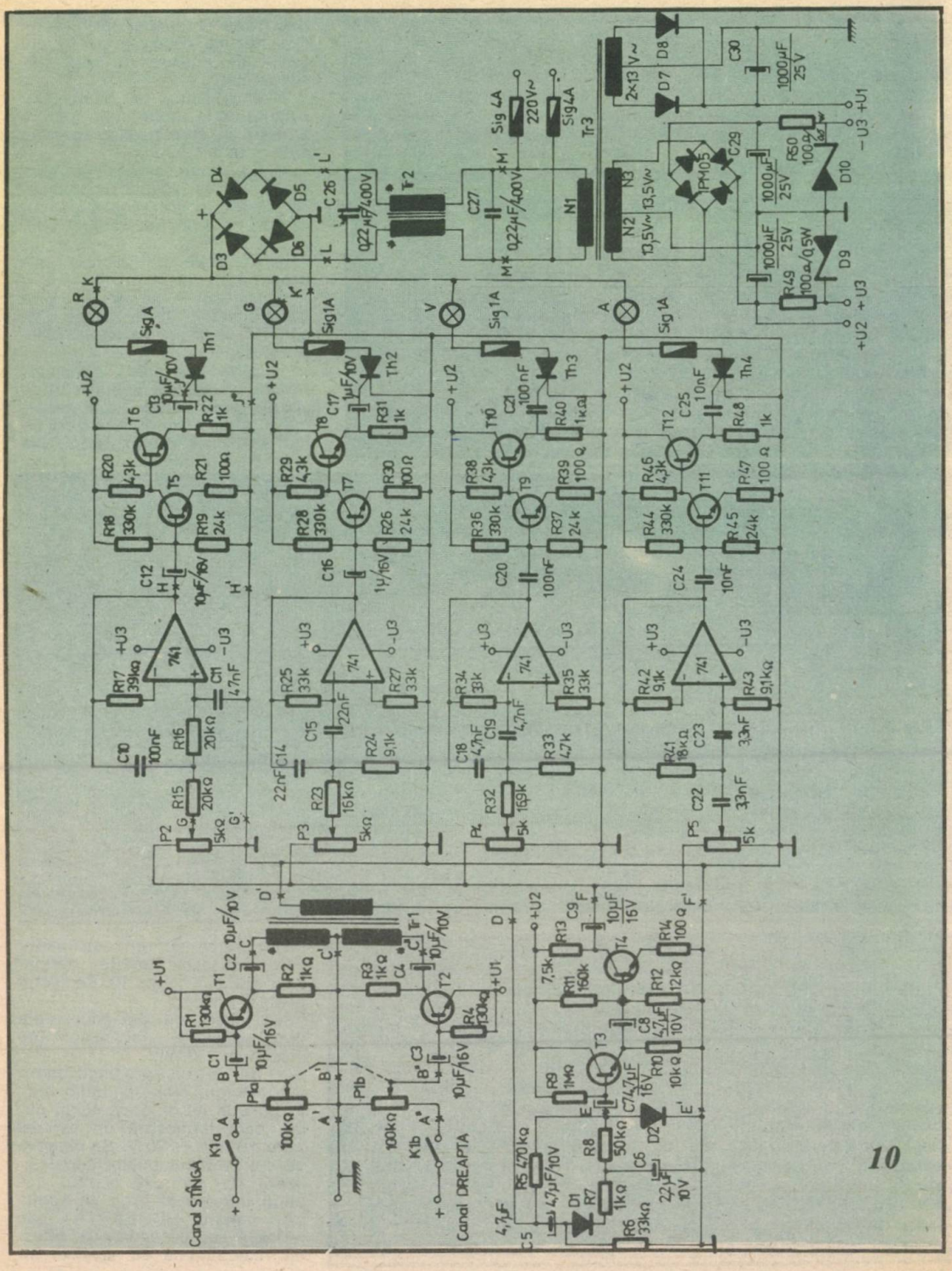




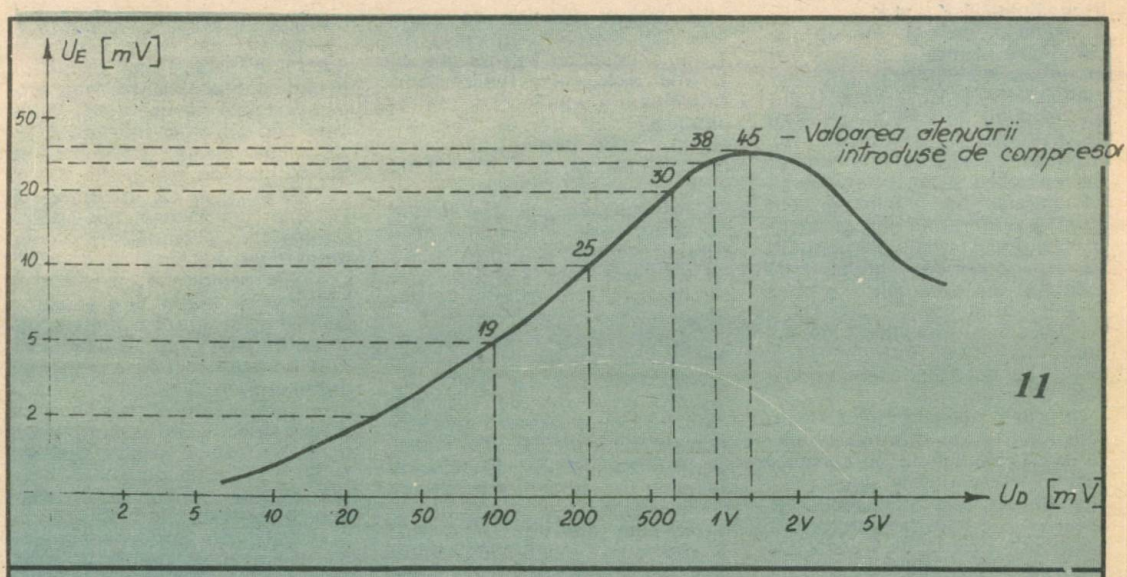
O schemă de orgă de lumini care respectă aceste cerințe este cea din figura 10. Semnalul poate fi preluat:

— direct de pe difuzoarele unei stații de amplificare (de maximum 100 W);

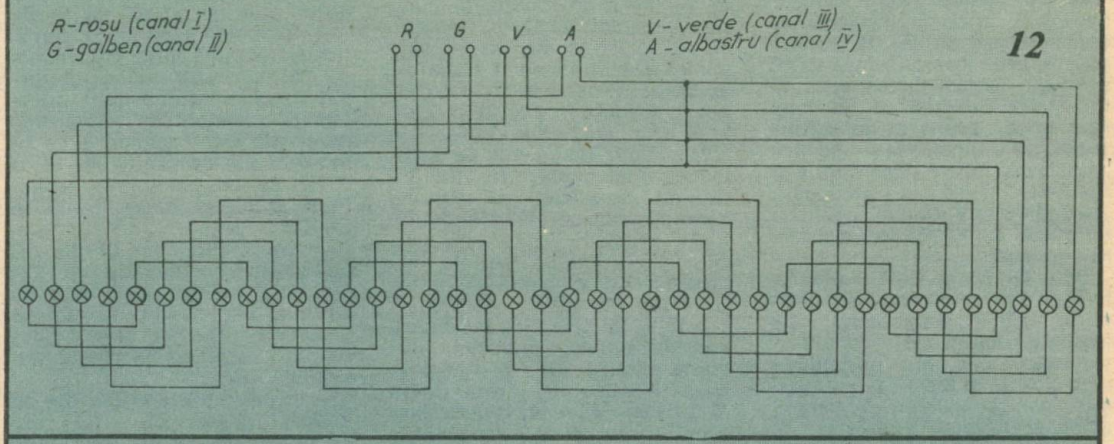
— de la un preamplificator, magnetofon, pick-up, radio etc., în general de la orice sursă audio care furnizează un semnal între 10 mV — 20 V. Se observă că s-a prevăzut posibilitatea utilizării de semnale stereo, cuplînd intrarea în orga de lumini pe canalul DREAPTA sau STÎNGA sau pe amîndouă, selecția realizîndu-se cu ajutorul în-


Canal STÎNGA
Canal DREAPTA
741
Sig 1A
Sig 4A
220V~
2×13 V~
1000µF 25V
1PM05
Tr1
Tr2
Tr3
N1
N2
N3
13,5V~
+U1
+U2
+U3
-U3

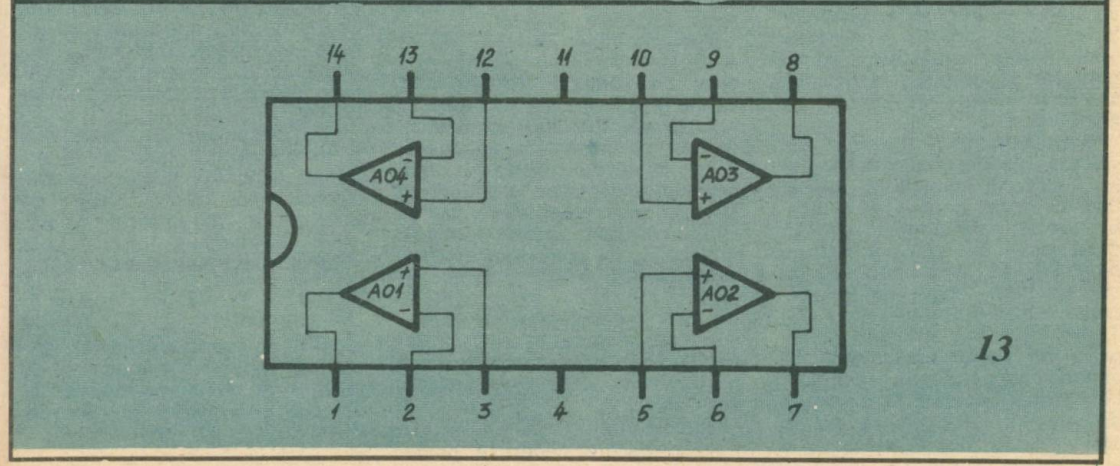
10


U_E [mV]
50
20
10
5
2
38
45
30
25
19
– Valoarea atenuării introduse de compresor
2
5
10
20
50
100
200
500
1V
2V
5V
U_D [mV]

11


R-roşu (canal I)
G-galben (canal II)
R
G
V
A
V-verde (canal III)
A-albastru (canal IV)

12


14
13
12
11
10
9
8
AO4
AO3
AO1
AO2
1
2
3
4
5
6
7

13

trerupătoarelor K_{1a} și K_{1b}.

Semnalul preluat de pe fiecare canal audio este controlat în volum cu ajutorul potențiometrelor P_{1a} și P_{1b} (eventual duble tandem) și aplicat pe baza tranzistorului T_1 (respectiv T_2), conectat ca repetor pe emitor. Se realizează astfel o impedanță de intrare de minimum cca 50 kΩ a orgii de lumini, astfel încît cuplarea la orice sursă audio să nu perturbe funcționarea acesteia. Se recomandă pentru T_1 și T_2 un factor $\beta \geq 300$. Dacă se dorește o impedanță de intrare mai mare, între B—B' și C—C' se poate conecta un repetor bootstrap.

Urmează transformatorul de separare Tr1, pe care are loc mixarea semnalelor de pe canalele sursei stereo. Datele de proiectare ale acestuia sînt: secțiunea miezului > 2 cm²; primarul se va realiza prin înfășurarea a cca 2 000 spire din sîrmă CuEm ∅ 0,1 mm (sau mai subțire), după care se scoate o priză mediană și se continuă înfășurarea, de această dată în sens invers, a încă 2 000 spire din același tip de conductor. Astfel fluxurile ce iau naștere se vor aduna și nu scădea (altfel, de exemplu, la un semnal identic pe ambele canale nu s-ar transmite nimic în secundar). Secundarul se obține bobinînd un număr de 1 500 spire din același material.

Între D—D' și E—E' este intercalat un compresor de dinamică, cu caracteristica de trnsfer din figura 11.

Acesta permite micșorarea amplificării globale la niveluri mari ale semnalului de intrare, atenuînd efectul supărător de aprindere puternică a becurilor la creșterea bruscă a nivelului unei bucăți muzicale, atunci cînd am reglat orga, astfel încît să fie sensibilă și la semnale de nivel redus.

Potențiometrele P_2—P_5 (de valoare ≥ 5 kΩ) realizează reglajul volumului semnalului aplicat fiecărui canal al orgii de lumini. Ele preiau un semnal amplificat, după ieșire din compresorul de dinamică, de aproximativ 50 de ori, de către etajul de amplificare format cu tranzistorul T_4. Tranzistorul T_3, conectat ca repetor pe emitor, realizează eliminarea dependenței comportării compresorului de dinamică de sarcina conectată la ieșirea sa.

La ieșirea filtrelor de separare, tranzistorul T_5 (și similar T_7, T_9, T_{11}), conectat într-un etaj cu sarcină distribuită, realizează o amplificare suplimentară de aproximativ 30 de ori (în tensiune), utilă pentru semnalele de nivel mic aplicate pe intrare. Printr-un repetor pe emitor (cu T_6, respectiv T_8, T_{10}, T_{12}), cu rol de adaptor de impedanță, precum și acela de a furniza curentul de deschidere a tiristoarelor, semnalul „atacă" poarta tiristorului.

Transformatorul Tr2 este de fapt format din două drosele pe același miez. Se va realiza înfășurînd pe un tor de ferită sau pe o oală cu o putere corespunzătoare consumului de curent de la rețea cîte 20—30 spire de sîrmă de Cu, al cărei diametru va fi, de exemplu, de 1 mm pentru un consum total de 2—3 A (vezi și „Tehnium" nr. 6/1981 pentru date suplimentare). Tiristoarele se vor alege în funcție de puterea becurilor utilizate, montîndu-se pe radiatoare de aluminiu pentru a mări maximul puterii ce se disipă. Tensiunile $U_1 \pm U_3$, U_2 pot fi obținute în diferite moduri, unul din ele fiind indicat în schema din figura 10. Se recomandă culegerea de pe înfășurări separate a tensiunii care alimentează etajele de intrare, respectiv ieșire, ale orgii de lumini. Pentru valorile elementelor din montajul prezentat, $U_1 \simeq 15 \div 16$ V, $U_2 = 15$ V, $U_3 = \pm 12$ V, iar datele de realizare a transformatorului Tr3 sînt: secțiunea miezului (tole E+I): 3 cm², $N_1 = 3\,520$ spire sîrmă CuEm ∅ 0,1 mm, $N_2 = N_3 = 216$ spire sîrmă CuEm ∅ 0,3 mm, $N_4 = 2 \times 208$ spire ∅ 0,3 mm.

Tranzistoarele T_1—T_{12} vor fi de tip npn cu siliciu, de mică putere, de exemplu BC171—174, BC107—109. T_1, T_2 vor avea la $I_c = 10$ mA, $\beta \geq 300$. Diodele D_1, D_2 sînt cu siliciu, de comutație, spre exemplu 1N4148 (dar schema a dat rezultate bune și cu diode redresoare, seriile F107—407 sau 1N4001—4007). D_3, D_4, D_5, D_6 vor suporta o tensiune inversă > 400 V și un curent > curentul maxim absorbit de cele 4 becuri (grupe de becuri), de exemplu 10 Si10. D_7, D_8 vor fi diode redresoare de mică putere, de exemplu 1N4001, F107 etc.

Recomandări .

— Pe fiecare canal se poate conecta un singur bec de 15 W — 200 W, mai multe becuri de putere în paralel sau grupe de becuri înseriate, astfel încît tensiunea totală să fie > 220 V. De exemplu, un efect interesant (și o lumină aleator dinamică) obține grupînd mai multe becuri de 26 V/0,2 A ca în figura 12. Dreapta luminoasă se poate transforma eventual în cerc, dreptunghi, opt etc.

— Se recomandă ca la cuplarea orgii de lumini la o sursă de semnal să realizăm o reglare corespunzătoare a funcționării prin punerea inițială a potențiometrului P_1 la minimum.

— Este utilă o sortare în clasa de precizie 1—2% a componentelor electronice pasive utilizate în filtre, dacă se dorește obținerea benzilor de frecvență determinate teoretic.

— Dacă nu dorim compresie de dinamică, renunțăm la montajul corespunzător, conectînd direct punctele D—D' la E—E'.

— Se poate renunța la amplificarea de după filtre, caz în care se mai introduce un etaj de amplificare în tensiune după punctele FF' (înainte de ramificarea pe canale a semnalului) și se înlocuiesc etajele dintre H—H' și T—T' cu un repetor pe emitor (cum este cel dintre B—B' și C—C').

— Dacă dispunem de un circuit integrat liniar de tip 324 (exemplu LM324), care este de fapt un amplificator operațional cvadruplu (fig. 13), cele 4 filtre se pot realiza cu un singur circuit integrat.

— Înlocuind repetorul de pe intrare (dintre BB'—CC') cu un repetor în montaj Darlington se poate mări impedanța de intrare sau menține în limite acceptabile cu micșorarea numărului de spire al transformatorului Tr1.

— Rezistențele de polarizare a tranzistoarelor au fost determinate pentru un factor $\beta \simeq 200$. Pentru valori mult diferite de aceasta, se recomandă modificarea rezistențelor ușor în jurul valorilor date, astfel încît $U_{CE_{T4}}$, $U_{CE_{T5}}$ (și analog T_7, T_9, T_{11}) și $U_{CE_{T6}}$ (respectiv T_8, T_{10}, T_{12}) să aibă valori apropiate de jumătatea tensiunii de alimentare U_2 (pentru a preveni limitările de semnal, importante mai ales la T_4).

OPTIMIZAREA CURENTULUI DE PREMAGNETIZARE

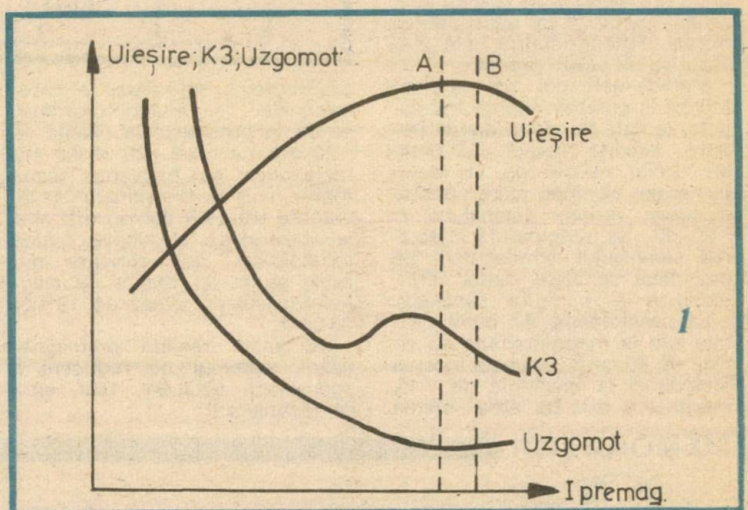
ANDREI KÓCS

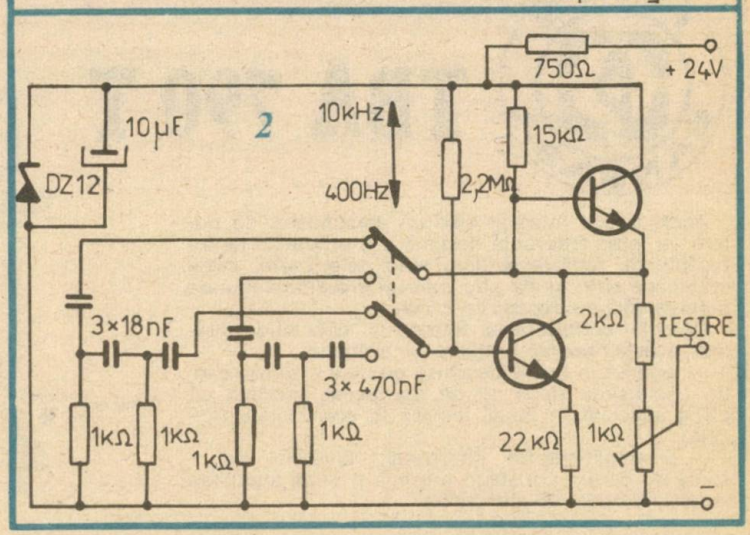
Varietatea mare a casetelor magnetice creează de multe ori probleme deoarece casetele fabricate de aceeaşi firmă cu acelaşi strat magnetic necesită curent de premagnetizare diferit.

În figura 1 sînt reprezentate dependenţele celor mai importanţi parametri ai benzii, în funcţie de curentul de premagmnetizare, nivelul de ieşire, armonica a 3-a (cea mai importantă din punctul de vedere al distorsiunilor) şi zgomotul de fond. Se vede că cele trei caracteristici sînt antagoniste, necesitînd un compromis pentru curentul de premagnetizare (zona A—B). O valoare mai mică favorizează redarea frecvenţelor înalte, în schimb cresc gradul de distorsiuni şi zgomotul de fond, iar o valoare mai mare duce la scăderea puternică a semnalelor de înaltă frecvenţă.

De obicei, magnetofoanele şi casetofoanele se reglează din fabrică pentru cîte un tip reprezentativ de bandă sau casetă şi tipul acestora se indică în documentaţia aparatului. Unele aparate au pe lîngă comutatorul de bandă (TAPE SELECTOR) şi un potenţiometru pentru reglarea curentului de premagnetizare (BIAS ADJUST) şi un generator încorporat cu cel puţin două frecvenţe fixe. La unele casetofoane (de exemplu HITACHI D—5500, JVC KD—A8) se utilizează un microprocesor care optimizează, cu valori discrete, curentul de premagnetizare.

Pentru reglarea curentului de premagnetizare se injectează în casetofon, pe intrarea de nivel mare (de linie), un semnal de 400 Hz de aşa valoare încît VU-metrul aparatului să indice —20 dB şi acest semnal se înregistrează. Pe urmă se va înregistra cu acelaşi nivel 10 kHz. Se va acţiona asupra curentului de premagnetizare pînă cînd cele două semnale vor avea acelaşi nivel la redare. Curentul de premagnetizare se poate modifica cel mai uşor prin reglarea tensiunii de alimentare a oscilatorului de ştergere. Nu se recomandă acţionarea semireglabilelor din aparat, care s-au reglat din fabrică pentru fiecare pistă în parte, numai în cazul reparaţiilor, dacă se constată nesimetrie între piste. Selectorul de bandă se comută pe poziţia corespunzătoare casetei folosite (Fe, Cr, metal etc.).





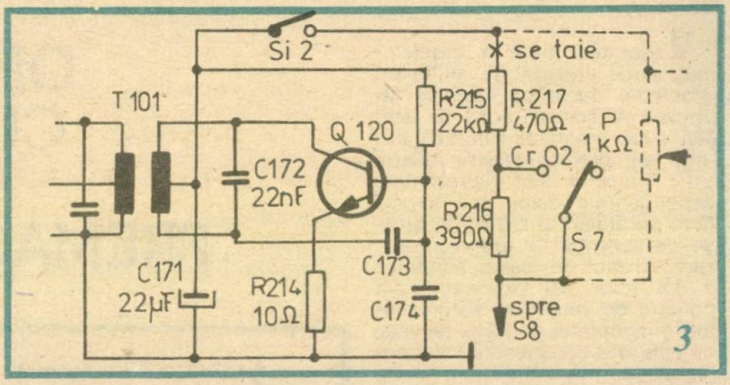
Micul generator (fig. 2) apt pentru operaţia de mai sus este cît se poate de simplu, fiind echipat cu două celule de defazare RC pentru cele două frecvenţe. Tranzistoarele pot fi de orice tip cu siliciu, npn, cu factorul de amplificare mai mare de

100. Condensatoarele din circuitele de defazare vor fi de tip stiroflex, respectiv cu folie metalizată. Generatorul poate fi realizat separat sau încorporat în casetofon ori în amplificator, alimentarea asigurîndu-se din acestea.

În figura 3 este ilustrată posibilitatea reglării curentului de premagnetizare la casetofonul PIONEER CT—506. Potențiometrul montat este reprezentat cu linie întreruptă și este de 1 kΩ liniar. A fost montat cu ajutorul a două fire flexibile în spatele aparatului, pentru a nu găuri panoul frontal. Potențiometrul este prevăzut cu un buton gradat.

Metoda este cel mai ușor de utilizat la casetofoane cu trei capete, la cele cu două banda trebuie derulată înapoi. Bineînțeles, avem nevoie de VU-metru cu scala cît mai mare, pentru a sesiza variația semnalului la —20 dB. Se recomandă injectarea semnalului concomitent pe amîndouă canalele, astfel verificîndu-se și simetria canalelor.

La casetofoane de bună calitate sau la magnetofoane cu viteza de 90 cm/s se poate încerca metoda și la nivelurile de —10, eventual 0 dB. De altfel, banda



de frecvență reprodusă a casetofoanelor și magnetofoanelor se dă în prospecte la nivelul de —20 dB. La nivel mai mare, caracteristica de frecvență scade foarte mult la frecvențele înalte, datorită saturării benzii, mai ales la viteze joase. De aceea, puține casetofoane pot concura din acest punct de vedere cu magnetofoanele cu viteze de 19 sau 38 cm/s.

În timpul reglării premagnetizării, sistemul de reducere a zgomotului (DOLBY, DNL etc.) se decuplează!

BIBLIOGRAFIE

A. Marin — Înregistrarea și redarea sunetului. Manual, București, 1973.
D. Csabai — Magnosok Evkonyve, 1981.
Radio (U.R.S.S.), 4/1980, 12/1980, 1/1987.
Radio Televizia Elektronika (R.P.B.), 5/1980, 2/1981.
PIONEER CT—506, Schematic diagram.

MEMORATOR

TBA 790 T

Acest circuit integrat este un amplificator de putere de joasă frecvență destinat a fi utilizat în radioreceptoare, radioreceptoare auto, televizoare, magnetofoane și în multe alte aplicații industriale în care puterea utilă nu depășește 2,5 W.

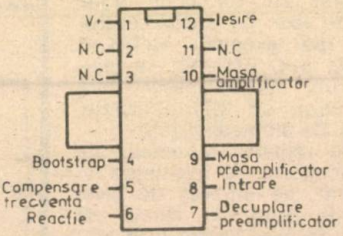
Datorită configurației interne a circuitului integrat, acesta prezintă următoarele avantaje:

— cîștigul în buclă deschisă permite o bună reacție (distorsiuni mici) și, de asemenea, prezintă ur cîștig suficient în buclă închisă (o sensibilitate ridicată);

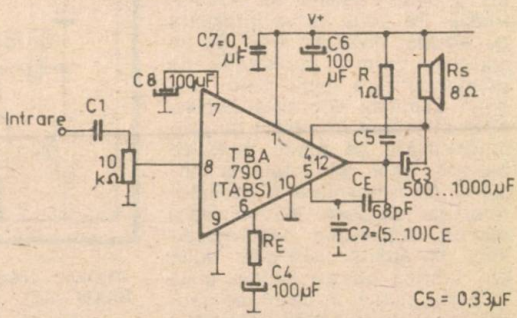
— preamplificatorul diferențial, alimentat cu c sursă de curent constant, prezintă o bună imunitate la rejecția sursei de alimentare.

TIP SIMILAR

TIP IPRS	FIRMA	COD
TBA 790 T	Sescosem	TBA 790
TBA 790 T	R.P. Polonă	UL 1493



TBA 790 TABS



Amplificator audio cu sarcină la V+

AMPLIFICATOR

Ing. SILVIU ISCRULESCU

În dorința unei audiții cît mai bune în automobil, au apărut multe tipuri de boxe cu puteri destul de mari. Excitarea acestor boxe implică puteri electrice care sînt dificil de obținut, dacă se ține seama de sursa de alimentare. Există două soluții:

— utilizarea unui convertizor de tensiune pentru ridicarea tensiunii la o valoare care să permită obținerea unei puteri destul de mari cu ajutorul unui amplificator;

— utilizarea unei scheme care să folosească cît mai bine tensiunea de 12 V.

Acest din urmă caz face obiectul prezentului material. Am utilizat o schemă de amplificator în punte.

Sarcina se află practic între două amplificatoare clasice, care funcționează comandate de un etaj defazor realizat cu tranzistoarele V_1, V_2. Astfel, la un anumit moment, curentul va circula prin V_8, V_9, R_{15}, R_{22}, V_{16}, V_{15}, apoi prin V_7, V_{10}, R_{16}, R_{24}, V_{17}, V_{18}. Tranzistoarele V_5, V_{13} sînt montate într-o configurație de superdiodă. Ele au rolul de a stabiliza tensiunea dintre bazele lui V_8 și V_7, respectiv V_{16} și V_{17}. Din semireglabilele R_{13}, R_{25} se reglează curentul de repaus al montajului. Asigurarea tensiunii mediane de 6 V se face alegînd tranzistoare cît mai asemănătoare sub aspectul factorului β și al tensiunii de deschidere U_{BE}. Astfel trebuie ca $\beta_{V1} = \beta_{V2}$, $\beta_{V3} = \beta_{V11}$, $\beta_{V4} = \beta_{V12}$.

Pentru a avea distorsiuni cît mai mici este bine să se încerce împerecherea tranzistoarelor finale și prefinale.

Reglarea la o valoare identică a tensiunii ieșirilor 1 și 2 se face cu semireglabilul R_{17}. Pentru asigurarea stabilității amplificatorului s-au utilizat condensatoarele C_8, C_{12}, C_9, C_{13}, C_7, C_{11}.

Amplificatorul are o margine de fază care îi permite să funcționeze fără probleme de stabilitate.

Am utilizat generatoarele de curent, realizate cu tranzistoarele V_6 și V_{14}, pentru a avea un randament de utilizare cît mai mare al tensiunii etajului driver. Grupurile R_9, C_2 și R_{19}, C_{10} stabilesc valoarea amplificatorului.

REALIZARE, PUNERE ÎN FUNCȚIUNE, REGLAJE

Pentru realizarea amplificatorului se vor utiliza componente verificate. Dimensiunile cablajului imprimat sînt: L = 117 mm, l = 50 mm. Radiatorul folosit este un profil de aluminiu cu L = 117 mm.

Pentru punerea în funcțiune este necesară o sursă de alimentare de 12 V cu protecție de curent de 500 mA și 3 A. În eventualitatea că această sursă nu există, se va utiliza o siguranță de 200 mA înseriată cu amplificatorul.

Semireglabilele R_{13} și R_{25} trebuie să aibă cursoarele la capătul dinspre emitoarele lui V_5 și V_{13}; de asemenea, R_{17} trebuie să fie în poziție mediană.

Înainte de a se alimenta montajul se va verifica cu un ohmmetru cuplat între borna „+" și masa amplificatorului să nu existe scurtcircuit.

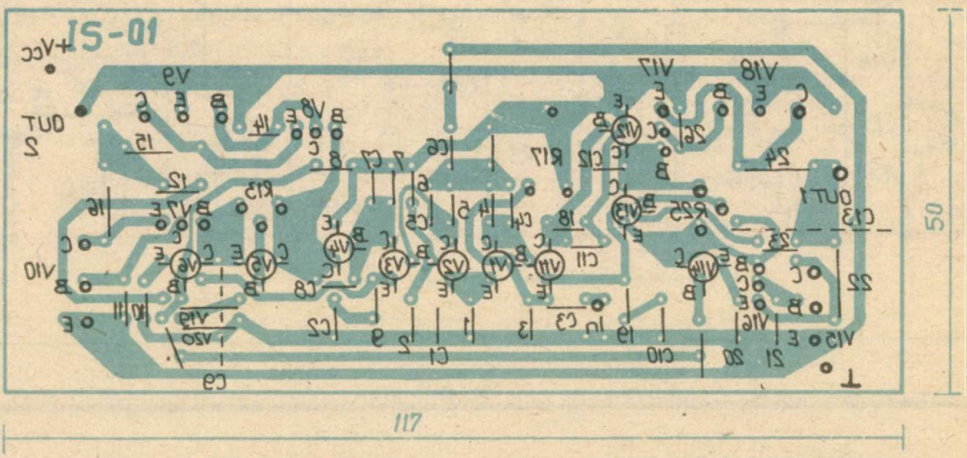
După alimentare se vor măsura tensiunile de la ieșirile 1 și 2 față de masă, potrivindu-se la o valoare egală cu ajutorul lui R_{17}.

Se va înseria cu montajul un miliampermetru pe o scară mai mare de 200 mA.

La alimentarea montajului curentul I = 30 ÷ 40 mA. Cu ajutorul lui R_3 el va deveni $I_1 = I + 30$ mA, apoi cu ajutorul lui R_{25} va deveni $I_2 = I_1 + 30$ mA.

În timpul acestor reglaje intrarea nu trebuie conectată la nici o sursă de semnal. Semireglabi-

Scara 1:1



lele R_{17}, R_{13}, R_{25} vor fi fixate cu o picătură de lac.

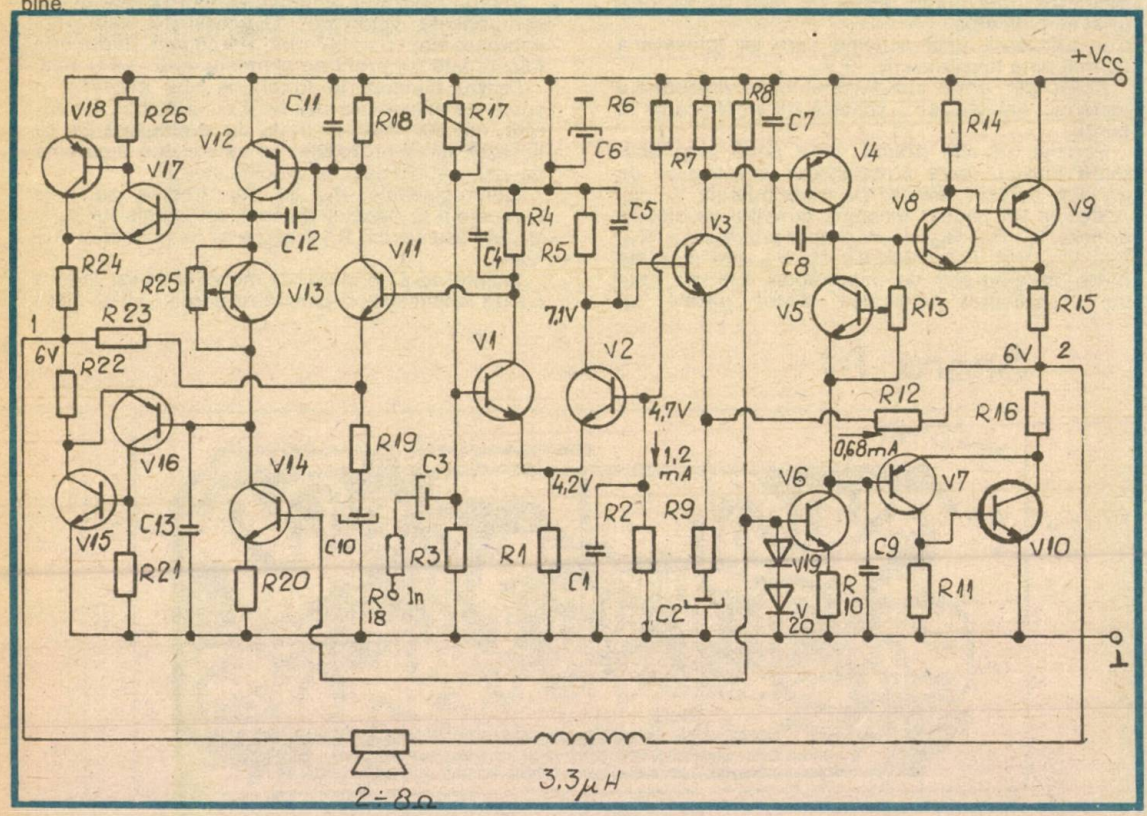
În regim dinamic la intrarea amplificatorului se va cupla un generator de semnal cu o tensiune cuprinsă între 10 mA și 1 V. Se vor utiliza o sarcină rezistivă și un osciloscop pentru verificarea funcționării corecte. Amplificatorul se va alimenta de la o sursă capabilă să asigure o tensiune de 12 V la un curent de 3 A. Inductanța de 3,3 μH se va cupla în serie cu sarcina. Această inductanță este construită din sîrmă CuEm ∅ 1 mm. Se va urmări funcționarea amplificatorului la diferite tensiuni de intrare și diferite frecvențe. Rezistențele din colectoarele tranzistoarelor de putere vor fi realizate pentru o putere de cel puțin 3 W. Dacă amplificatorul a fost corect realizat el va funcționa foarte bine.

debita pe o sarcină de 4 Ω la V_{cc} = 20 V o putere de pînă la 40 W sinus.

Datorită configurației alese, amplificatorul nu asigură un slew-rate mulțumitor și datorită utilizării mai eficiente a tensiunii de alimentare, factorul de distorsiuni este mai mare decît cel obținut în condițiile aplicării reacției negative locale pentru atenuarea armonicilor de ordinul II și III.

LISTĂ COMPONENTE:

V_1, V_2 = BC109, BC413, BC414; V_3, V_5, V_6, V_{11}, V_{13}, V_{14} = BC107, BC108, BC171, BC172; V_4, V_{12} = 2N2904, 2N2905; V_7, V_{16} = ROS93A, BSV16; V_8, V_{17} = BSX45, ROS66A; V_9, V_{18} = BD442; V_{10}, V_{15} = BD441; R_1 = 1,8 kΩ; R_2 = = 3,9 kΩ; R_3 = 51 kΩ; R_4 = R_5 = 4,7 kΩ − 1%; R_6 = 6,2 kΩ; R_7 = R_{18} = 1 kΩ; R_8 = 5,1 kΩ; R_9 = R_{19} = = 560 Ω; R_{10} = R_{20} = 82 Ω; R_{11} = R_{14} = R_{21} = R_{26} = = 165 Ω; R_{12} = R_{23} = 1 kΩ − 1%; R_{15} = R_{16} = R_{22} = R_{24} = 0,1 Ω/5 W; R_{13} = R_{25} = 2,2 kΩ; R_{17} = 100 kΩ; R_{18} = 22 kΩ; C_1 = 47 pF; C_2 = C_{10} = 47 μF/10 V; C_3 = 10 μF/10 V; C_4 = C_5 = C_9 = C_{13} = 220 pF; C_8 = C_{12} = 47 pF; C_7 = C_{11} = 1 nF; C_6 = 47 μF/16 V; V_{19}, V_{20} = 1N4148.



PARAMETRII GARANTAȚI

Tensiunea de alimentare: 12 V
Temperatura de funcționare: −25°C ÷ +90°C
Banda: 20 Hz ÷ 35 kHz
Distorsiuni armonice: 0,1% la 1 kHz
P_{sin}: 8 Ω − 8 W
4 Ω − 12 W
2 Ω − 18 W

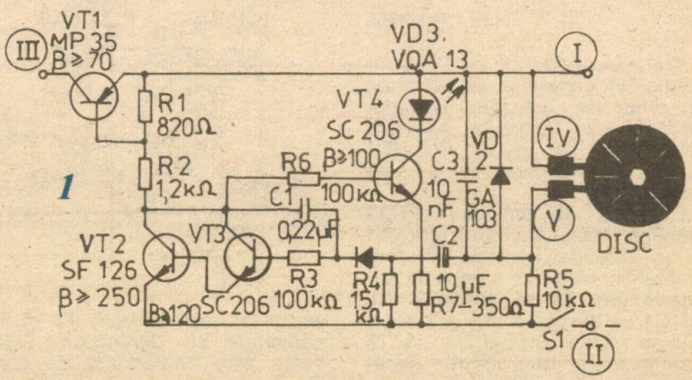
Amplificatorul poate fi alimentat cu tensiuni de pînă la 20 V fără a interveni cu modificări. Dacă profilul radiatorului (din aluminiu) asigură o suprafață de peste 150 cm², amplificatorul poate

ELECTRONICA 302

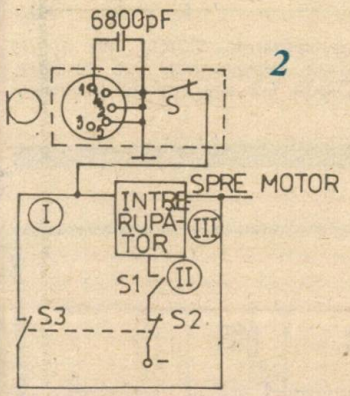
C. FILIP

Casetofonul Electronica 302 nu este prevăzut cu un montaj special pentru autostop, iar casetele recomandate sînt cele normale cu FeO. În cele ce urmează prezentăm celor interesați modificarea ce poate fi adusă casetofonului privind realizarea unui autostop.

Schema electrică pentru autostop este redată în figura 1. Față de schema originală (vezi „Tehnium" 10/1982) au fost montate suplimentar tranzistorul T4, dioda LED VD3 și rezistențele R6 și R7. Valoarea condensatorului Ck a fost micșorată la 0,22 μF. Aceste modificări



1



2

au ca scop final oprirea motorului după terminarea benzii de pe casetă și eliminarea fișiitului caracteristic de rulare a benzii. În figura 2 este dat modul de montare a comutatorului pentru autostop. Lama colectorului este montată de constructor și realizată dintr-un material ecranat.

La redare dioda LED VD3 luminează în ritmul muzicii, iar la terminarea benzii ea rămîne aprinsă. Colectorul tranzistoarelor VT2 și VT3 se află la tensiunea de lucru care comandă prin R6 pe VT4 și VD3. Prin R7 se stabilește curentul de conducție a joncțiunii colector-emitor a tranzistorului VT4. În acest fel se semnalizează terminarea casetei. LED-ul VD3 se montează lîngă potențiometrul de volum, iar în carcasa casetofonului se practică un orificiu cu ∅ 4 mm.

MEMORATOR

MMC 391 — NUMĂRĂTOR CU AFIŞARE EXPONENŢIALĂ

— Furnizează la ieșire rezultatul numărării exponențiale

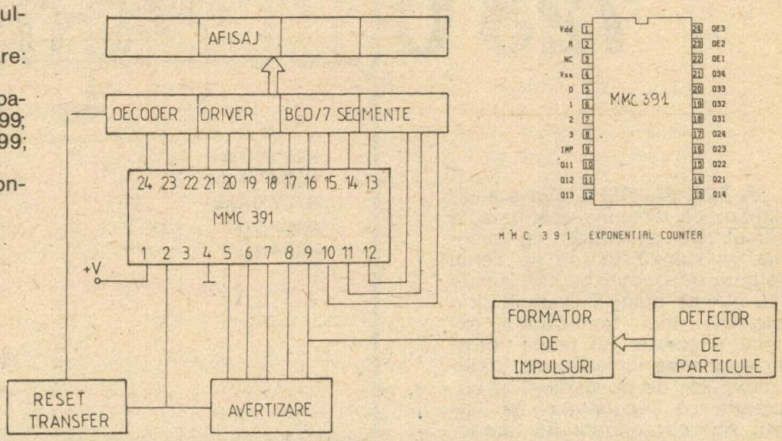
- Capacitate de numărare: 10^6

— Sesizează depășirea cu patru praguri de numărare: 0—999; 1000—9999; 10000—99999; 100000—999999

— Parametri electrici conformi seriei CMOS 4000 B.

Aplicații

- Detectoare de particule
- Contoare cu prag
- Dozimetre
- Numărătoare de particule

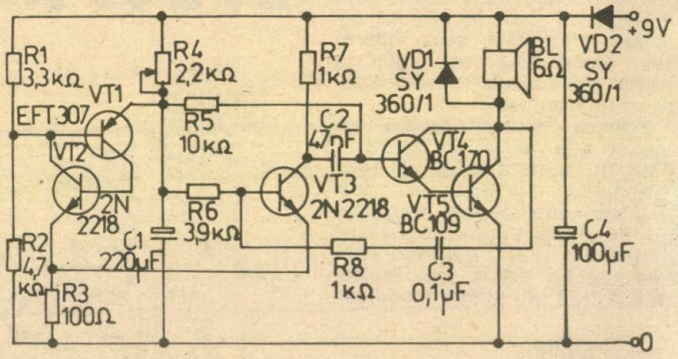


SIRENĂ BITONALĂ

F. CRISTEA

Tranzistoarele T1 şi T2 constituie un generator de tensiune în dinţi de ferăstrău complementar, iar frecvenţa acestuia este dată de grupul R4—C1. Timpul de încărcare a lui C1 este dat de R4.

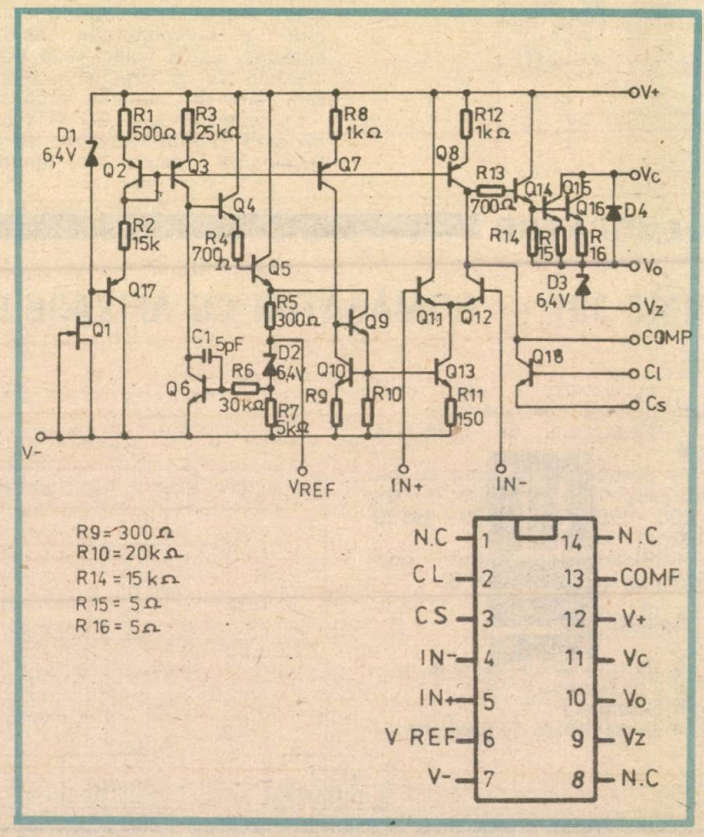
Divizorul de tensiune R1/R2 menţine baza tranzistorului T1 la un potenţial constant. În momentul în care C1 ajunge la saturaţie prin T1 se deschide T3, iar C1 se descarcă prin R3 şi ciclul se repetă. Grupul T3, T4, T5 formează un multivibrator necesar producerii tonului; T4 şi T5 constituie un Darlington. Frecvenţa este comandată de condensatoarele C2/C3, cît şi de baza rezistenţelor de limitare. Dioda D2 are rol de protecţie.



MEMORATOR

BA 723
723 C

βA 723, βA 723 C sînt stabilizatoare de tensiune destinate în primul rînd aplicaţiilor ce necesită un stabilizator de tip serie. Asigură un curent de sarcină de 150 mA ce poate fi crescut prin folosirea unor tranzistoare externe adecvate. Se poate folosi de asemenea la realizarea stabilizatoarelor de tip paralel, în comutaţie ca regulatoare de curent sau controloare de temperatură.



COMPRESOR DE DINAMICĂ

CĂTĂLIN RĂDULESCU

După cum se știe, sunetul produs de coarda de chitară după lovire descreşte în timp după o lege aproximativ exponențială. La chitarele acustice amortizarea este mai lentă, datorită cutiei de rezonanță. La chitarele electrice, cum nu există cutie de rezonanță, se încearcă să se „lungească" sunetul prin alte metode. Cea mai răspîndită metodă, folosită în special în rock, este de a amplifica sunetul captat de doză și apoi de a-i limita amplitudinea (prin neliniaritatea componentelor). Efectul de „sustain" (ca să folosesc termenul consacrat) se obține deci din limitarea dinamicii semnalului, dar și de multe ori datorită amplificării foarte mari, prin intrarea în buclă de reacție pozitivă (microfonie) a dozei cu boxa; prin acest efect semnalul e puternic distorsionat (efect FUZZ), producîndu-se acel timbru specific chitarei de hard-rock. O altă metodă este aceea de a prelua o parte din sunetul amplificat și, introducîndu-l prin intermediul unui electromagnet, coarda să fie forțată să oscileze în continuare.

O a treia metodă, exemplificată în prezentul montaj, este aceea de a folosi pentru doză un amplificator comandat de amplitudinea semnalului, astfel încît pentru semnal mare amplificarea sa să fie mică, și invers, pentru semnal mic amplificarea sa să fie mare.

Schema este foarte simplă, poate mai puțin cunoscute să fie amplificatoarele diferențiale de curent βM3900. Etajul cu tranzistorul T_1 adaptează amplificatorul cu generatorul din punctul de vedere al impedanței și al zgomotului. Astfel:

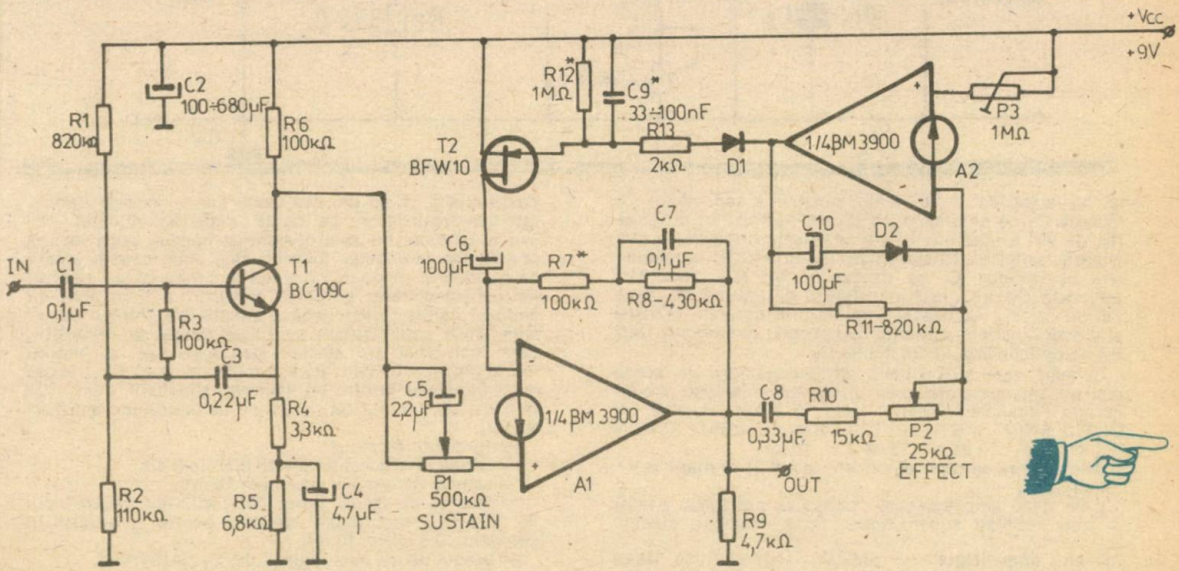
— reacția tip bootstrap asigură o impedanță de intrare destul de mare (≥ 500 kΩ);

— curentul de colector al lui T_1 este de circa 50 μA, asigurîndu-se astfel cuplajul optim cu generatorul, din punctul de vedere al zgomotului. De asemenea, zgomotul termic și de alice din baza tranzistorului e mic datorită curentului mic; de altfel T_1 este și ales cu zgomot propriu foarte mic, de tipul BC109C sau similare (BC173, BC239, BC413, BC414), condiția este să aibă $h_{21E} \cong \beta > 400 \div 500$. A_1 este elementul cu amplificare reglabilă. După cum se observă, are inclus în bucla de reacție tranzistorul T_2, care lucrează ca rezistență comandată în tensiune. Compresia dinamica pe care o introduce este reglabilă prin R_7. Valoarea acestei rezistențe se determină ținîndu-se seama că amplificarea acestui montaj are expresia:

$$A_u = 1 + \frac{R_7}{R_{FET}} = 1 + \frac{R_7}{r_o}\left(1 - \frac{|V_{GS}|}{8}\right)$$

unde r_o este rezistența canalului pentru $V_{GS} = 0$ (deci în lipsa semnalului). Ea este o mărime greu previzibilă și, în general, se consideră un interval de valori. Pentru BFW10 $r_o \in [200 \div 1\,000]$ Ω. În funcție de aceasta și de caracteristica amplificare = funcție de frecvență, pentru βM3900 se determină exact R_7. S-a lucrat considerînd o bandă de frecvență 20—20 000 Hz și a rezultat pentru R_7 intervalul (25,125) kΩ. Ținînd însă seama că spectrul semnalului de chitară este limitat superior la cîțiva kilohertzi, se poate limita banda la 6 ÷ 10 kHz și atunci se sporește amplificara etajului de două ori (nu mai mult), crescînd astfel plaja de compresie cu pînă la 10 dB. R_7 nu va fi mai mare de 200—300 kΩ, deoarece amplificatorul integrat nu va mai funcționa corect. Determinarea se face montînd R_7 = 100 kΩ și măsurînd amplificarea etajului, cînd poarta lui T_2 este conectată la $+V_{cc}$ (+9 V). Va rezulta r_o și vom ști ce R_7 să folosim. Pentru cei care nu au aparatele necesare, reglajul se va face „după ureche": se montează R_7 mare, să zicem 220 kΩ, sau mai degrabă un semireglabil de 250 kΩ. Cu poarta lui T_2 conectată la $+V_{cc}$ introducem un semnal suficient de mic ca să nu fie distorsionat și apoi descreștem R_7 pînă cînd A_1 va amplifica mulțumitor și frecvențele înalte. Acea valoare va fi reținută (eventual ceva mai mică). Determinarea lui R_7 nu se va face înainte de a măsura potențialul ieșirii lui A_1. El trebuie să fie în jurul valorii +4,5 V cu o aproximație maximă de ±0,5 V. Dacă întîmplător nu e îndeplinită condiția, se modifică R_8 astfel încît, dacă potențialul e mai scăzut, se crește R_8 și viceversa.

Etajul cu A_2 este detectorul de amplitudine. Din P_3 se reglează astfel încît ieșirea lui A_2 (catodul diodei) să fie aproape la potențialul $+V_{cc}$. Diodele D_1 și D_2 sînt cu germaniu, orice tip. D_2 are rolul de a îmbunătăți răspunsul



PREAMPLIFICATOR

A. MĂRCULESCU

Montajul din figură reprezintă un preamplificator pentru microfon cu impedanță internă mică (150—300 Ω), alimentat de la o baterie de tip 3R12, de 4,5 V, cu un consum total de curent de cca 2 mA.

Impedanța de ieșire este sub 1 kΩ, banda de frecvență de la cca 30 Hz la 20 kHz, iar cîștigul în tensiune reglabil din trimerul R_4 în plaja orientativă 10 ÷ 200.

Pentru o redare nedistorsionată la nivelul maxim de amplificare, semnalul de intrare nu trebuie să depășească cca 5 mV în valoare de vîrf.

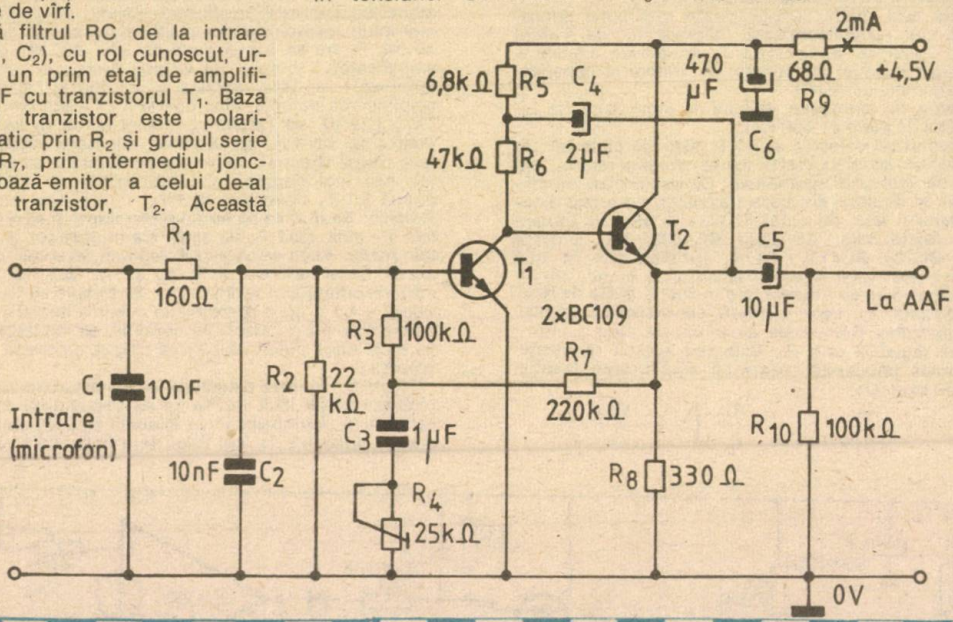
După filtrul RC de la intrare (C_1, R_1, C_2), cu rol cunoscut, urmează un prim etaj de amplificare AF cu tranzistorul T_1. Baza acestui tranzistor este polarizată static prin R_2 și grupul serie R_3 + R_7, prin intermediul joncțiunii bază-emitor a celui de-al doilea tranzistor, T_2. Această configurație asigură o mai bună stabilitate termică a punctului de funcționare.

Al doilea etaj de amplificare, cu T_2, este cuplat galvanic cu primul și este în configurație de repetor, deci nu oferă cîștig în tensiune, ci doar în curent, asigurînd totodată o impedanță joasă de ieșire.

Montajul este prevăzut cu o reacție de tip bootstrap prin C_4 (electrolitic, dar cu pierderi foarte mici, recomandabil cu tantal), precum și cu o altă buclă de reacție în alternativ (C_3, R_4), care permite reglarea cîștigului în tensiune. Condensatorul C_3 va fi obligatoriu nepolarizat, de preferință cu folie metalică.

Tranzistoarele utilizate (npn, siliciu, mică putere) vor avea factorul beta mai mare de 250, preferîndu-se modelele recente cu factor de zgomot redus. Rezultate bune se pot obține însă și cu tranzistoarele „clasice" BC109, BC172, BC173 etc.

Montajul poate servi și la amplificarea semnalelor debitate de difuzoare (folosite pe post de microfon), în acest caz fiind necesară adaptarea de impedanță prin intermediul unui transformator ridicător cu raportul de 1:10 — 1:20.



lui A_2 la începutul alternanței pozitive a semnalului. D_1 încarcă C_9 pe alternanța pozitivă a semnalului la valoarea de vîrf a acestuia, iar pe alternanța negativă se blochează, astfel că tensiunea pe C_9 urmărește amplitudinea semnalului. C_9 se descarcă prin R_{12}, care este opțională. Dacă C_9 este mic (33÷47 nF), atunci nu mai e nevoie de R_{12}, C_9 descărcîndu-se prin curentul rezidual al diodei D_1 și prin curentul său propriu de pierderi. Deci R_{12} se optimează în funcție de C_9.

Schema este susceptibilă de îmbunătățiri; de aceea nici nu am numerotat pinii integratului βM3900. Configurația terminalelor este: 1 IN1+, 2 IN 2+, 3 IN 2−, 4 OUT 2, 5 OUT 1, 6 IN 1−, 7 V−, 8 IN 3−, 9 OUT 3, 10 IN 4−, 11 IN 4−, 12 IN 4+, 13 IN 3 −, 14 V+.

Alimentarea se face legînd V− (pinul 7) la masă și V+ (pinul 14) la $+V_{cc}$.

Cele două amplificatoare rămase se pot folosi pentru a crea facilități suplimentare. Spre exemplu, sumînd

într-un amplificator $\frac{1}{4}$ βM3900 semnalul de ieșire cu semnalul culeș din colectorul lui T_1, ambele ponderate corespunzător, se poate regla așa-numitul ATTACK (sunetul nu este comprimat imediat după lovirea corzii). De asemenea, folosind cele două amplificatoare ca repetoare, se poate continua montajul cu un egalizator pentru chitară; se poate construi un filtru activ cu ajutorul căruia putem realiza efectul WAU-WAU; cu cîteva piese suplimentare se poate realiza un PHASER, care, combinat cu efectul SUSTAIN, are un timbru foarte plăcut. Posibilitățile sînt mult mai largi decît în cazul compresiei bazate pe limitarea sunetului, pentru că în acest caz timbrul de chitară nu se pierde (nu e distorsionat).

Performanțe electrice:

— banda de frecvențe 20—20 000 Hz/3 dB;

— semnal de intrare: maximum 10 mV;

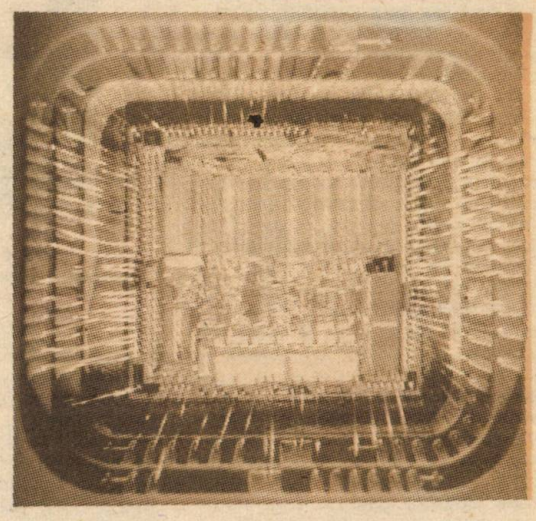
— semnal de ieșire: între 150 și 400 mV, reglabil din P_2 (EFECT), aproximativ constant pentru U_i variind în domeniul: 0,5 mV ÷ 10 mV;

— pragul de jos este reglabil din P_1 (SUSTAIN).

COMPONENTE PENTRU CALCULATOARELE DE MÎINE

Grupaj realizat de ing. MIHAELA GORODCOV

Să fie oare calculatoarele lumea de mîine? Şi dacă aşa va fi, atunci cum va arăta această lume, altfel spus, ce fel de calculatoare o vor popula? În mod cert, nu unele universale; ele nu vor mai fi maşini care îşi vor impune propriile legi utilizatorilor, ci vor fi concepte pentru a răspunde unor necesităţi specifice, fiind practic implicate în orice activitate umană. Cît de departe sîntem acum de acea faimoasă afirmaţie profetică a lui Howard Aiken – creatorul primului calculator IBM, Mark 1 – care datează din anii postbelici, mai exact din 1950: „Niciodată pe piaţa comercială nu vor fi vîndute mai mult decît 6 calculatoare!". Pare de necrezut că de acel moment ne despart numai cîteva decenii (cu indulgenţă 4) în care calculatoarele – în toate variantele lor – au invadat practic atît „piaţa comercială", cît, mai ales, viaţa noastră cotidiană. Calculatoarele au dat o nouă dimensiune vieţii umane, făcînd-o să se înalţe în infinitul Universului sau al celulei, să pătrundă în abisurile mărilor şi oceanelor, să scormonească adîncurile Pămîntului, dar mai ales oferindu-i unealta indispensabilă prin intermediul căreia specialistul de azi priveşte lumea în toată complexitatea ei. Performanţele calculatoarelor, fie că este vorba de mini, micro, super sau hipercalculatoare, înseamnă deopotrivă componente şi circuite adecvate (viteză de lucru din ce în ce mai mare, consum cît mai redus de energie, împachetare cît mai compactă etc.), precum şi programe pe măsură, capabile să pună în valoare în totalitate toate aceste deziderate, în care, parcă, nici un superlativ nu-şi mai are sensul.



SFÎRŞITUL CALCULATORULUI UNIVERSAL...

La început a fost... vidul, care a coincis cu prima generaţie de calculatoare, anume cele cu tuburi electronice. Următoarele două generaţii au fost de asemenea diferenţiate prin componentele electronice utilizate: cu tranzistoare (cea de-a doua) şi cu circuite integrate (cea de-a treia). Cum era firesc, această evoluţie a adus cu sine o succesiune de generaţii de programe adecvate fiecărei etape. Au urmat apoi circuitele integrate pe scară largă şi foarte largă (LSI şi VLSI), materiale noi, structuri noi de calculatoare care vin să ia locul „maşinii von Neumann" (pas cu pas) şi multe altele. După „vid" au urmat germaniul şi mai ales siliciul, acesta din urmă încă dominînd piaţa; cu el, în competiţia acerbă pentru „mai repede" la nivel de picosecunde, a intrat arseniura de galiu; în laboratoare se află în studiu calculatoare bazate pe efect Josephson sau cele care se numesc moleculare. Se vorbeşte şi despre cele biologice... Care va fi soluţia este foarte greu de prevăzut... Visul de azi va fi confirmat sau infirmat de realitatea de mîine. Ce spectaculoasă ar fi o istorie a calculatoarelor privită prin prisma materialelor şi componentelor!

Programele cu care sînt dotate maşinile actuale sînt deja strict

specializate și dictate de anumite necesități sau aplicații în care urmează să fie utilizate. Acest proces este astăzi posibil din două motive principale: primul dintre ele se referă la utilizatori, capabili în prezent să definească cu precizie aplicația în care vor folosi calculatorul (această afirmație trebuie privită în sensul în care calculatorul a devenit un mijloc și nu un scop, o unealtă indispensabilă oricărei „aventuri științifice"); al doilea motiv se referă la mobilitatea și versatilitatea industriei microelectronice în prezent: ea este capabilă să conceapă și să producă rapid și la prețuri acceptabile circuite la cerere pentru calculatoare specializate. Așadar, noțiunea de calculator universal este pe cale de dispariție! Această universalitate nu se mai regăsește astăzi decît la nivelul rețelelor locale sau generale care interconectează echipamente cu funcții specifice. De exemplu, mașini specializate în băncile de date trebuie să preia de la unitatea centrală toate funcțiile de gestiune a unei bănci de date. N-ar fi lipsită de interes o trecere în revistă a principalelor tendințe actuale care se întrevăd în privința dezvoltării unor calculatoare adecvate anumitor domenii: una dintre ele se referă la băncile de date deductive și multivalente care adaugă datelor informatice transmise sunet și imagine; o alta, la fel de importantă, are în vedere dezvoltarea unor limbaje de utilizare cît mai apropiate de limbajul natural; în sfîrșit se întrevede o orientare clară spre securitatea utilizării prin programe tolerante la greșeli, pentru ca tehnica de calcul să devină un instrument de lucru la îndemîna oricui. Toate acestea reclamă circuite specifice (un exemplu de circuit integrat dedicat ar fi procesorul modular de imagini care regrupează într-un sistem unic funcțiile de analiză și testare a imaginilor), precum și programe specifice dezvoltate cu ajutorul unor posibilități oferite de inteligența artificială și conexiunea cu sistemele expert.

Instruirea oferă în prezent un cîmp vast de activitate pentru calculatoarele specializate, cercetările actuale desfășurîndu-se pe două direcții importante:

Se impune conceperea de rețele de telecomunicații special adaptate transmisiei de informații.

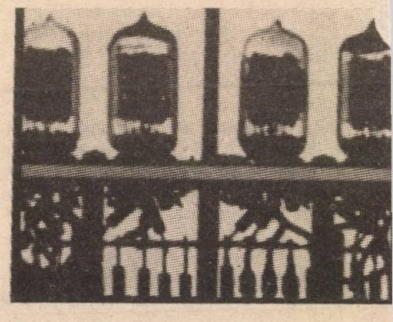
● **Tehnologia circuitelor electronice utilizate,** cercetătorii căutînd, firește, pe cele care au un timp de comutație cît mai scurt, de unde și orientarea către componentele din arseniură de galiu, în care electronii sînt de circa 5 ori mai mobili decît la siliciu, sau către componentele bazate pe efect Josephson, în care viteza crește de 100 de ori... Asupra acestor componente vom reveni în detaliu în cele ce urmează.

GENERAȚII DE CALCULATOARE

Generația I

Primul calculator cu memorie programabilă (1944); lungimea 16 m și înălțimea peste 2 m, este realizat cu relee, timpul de operare: 0,3 s pentru adunare, 0,6 s pentru înmulțire și 20 s pentru împărțire.

Construit la universitățile Harvard și Cambridge (S.U.A.)

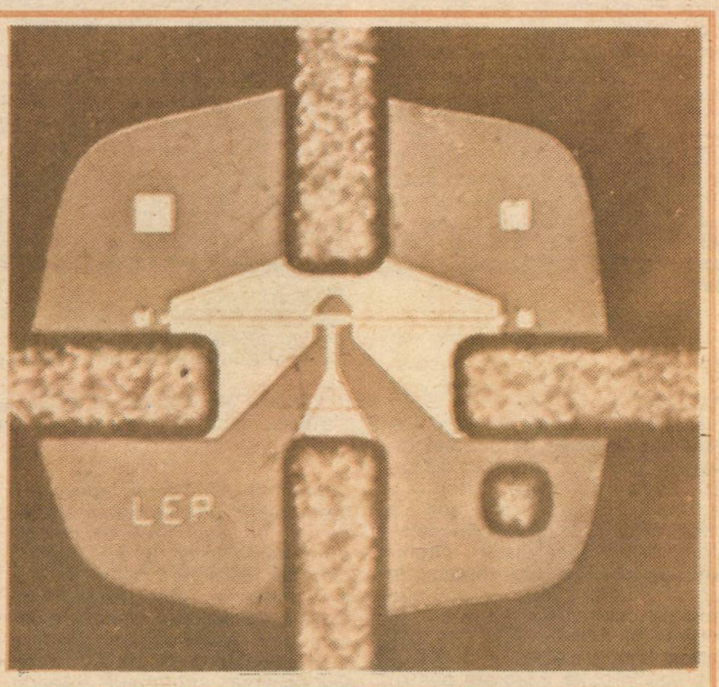


● **Arhitectura sistemelor,** care trebuie să facă faţă funcţionării circuitelor cu viteze la nivel de nanosecunde. Organizarea paralelă permite să se realizeze în acelaşi timp operaţii care în calculatoarele clasice se derulează secvenţial. Prima maşină de acest tip a fost ILLIAC IV la începutul anilor '70 şi nu realiza „decît" 9 MIPS (milioane de instrucţiuni pe secundă); astăzi se vizează deja milioane de MIPS! Trebuie să deosebim două structuri:

— arhitectură paralelă monoprocesor, numită SIMD (**S**ingle **I**nstruction **M**ultiple **D**ata);

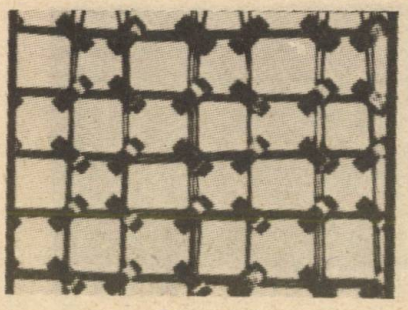
— arhitecturi cu date paralele MIMD (**M**ultiple **I**nstruction **M**ultiple **D**ata).

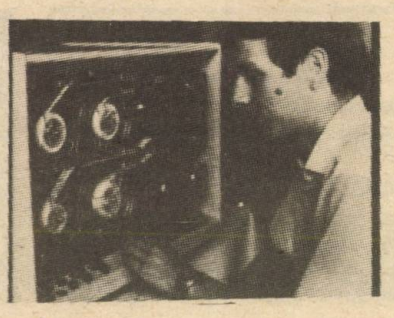
Structurile MIMD sînt microprocesoare a căror arhitectură este constituită din mai multe maşini dialogînd între ele şi lucrînd cu programe diferite. Acest tip de structură este în prezent destinat unor adevăraţi giganţi; pentru a-i folosi la puterea maximă este necesară „decuparea" aplicaţiei în segmente care vor putea fi tratate simultan pe unităţi centrale diferite pentru a acelera în acest mod viteza globală, aceasta deorece supercalculatoarele trebuie să facă faţă unui volum din ce în ce mai mare de calcule. Cele mai puternice maşini actuale ajung pînă la 200—300 milioane de instrucţiuni pe secundă, în vreme ce necesităţile prezentului impun 1 000—2 000 MIPS; cercetările atomice, previziunile meteo (care necesită şi modele de simulare), cercetările aerodinamice, elaborarea imaginilor animate 3D, iată numai cîteva domenii mari consumatoare de timp de calcul. Şi nu trebuie să uităm dezvoltările viitoare ale inteligenţei artificiale şi ale marilor sisteme expert care îşi aşteaptă supermaşinile pe care să lucreze.



Un tranzistor din AsGa văzut la microscop. O astfel de componentă permite realizarea unui amplificator capabil să lucreze la frecvenţa de 12 GHz pentru recepţionarea semnalelor de televiziune prin satelit.

Generaţia a II-a: Caracteristici principale: dimensiuni mai reduse (sîntem deja în epoca tranzistorului), suport de introducere a datelor, bandă perforată, viteză mai mare de lucru, fiabilitate incomparabil crescută a sistemului.

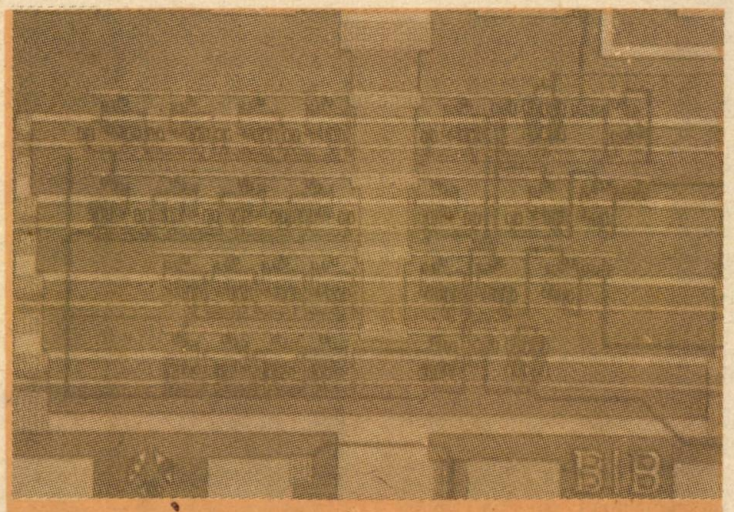




Structura SIMD se bazează pe o singură mașină cu un singur program care lucrează nu cu date izolate, ci cu vectori constituiți din date de aceeași natură, de unde și numele de calculatoare vectoriale dat acestor mașini. Există chiar și un proiect în acest sens, purtînd numele de „minicalculator vectorial compact", care, datorită facilităților oferite utilizatorului, îi va da impresia acestuia că lucrează cu o viteză de 20 MIPS! Urmarea firească a acestui fapt este o nouă strategie de componente care va merge fie pe formula clasică a siliciului, fie pe materiale noi care să ofere alte avantaje. Așadar,

COMPONENTE PE MĂSURĂ

Asistăm de cîțiva ani la o expansiune a pieței de circuite integrate specifice, produse în serie mică, deoarece circuitele standard nu pot răspunde la toate exigențele industriei actuale. Nefiind specializate, circuitele standard includ, firește, și funcții inutile pentru o anumită aplicație. Circuitele integrate „la cerere", numite și ASIC (**A**pplication **S**pecific **I**ntegrated **C**ircuits), sau circuite integrate pentru aplicații specifice, au devenit indispensabile. Produse în serii mici, ele trebuie să răspundă nevoilor fiecărui utilizator, fie că este vorba de proiectarea asistată de calculator sau simulări,

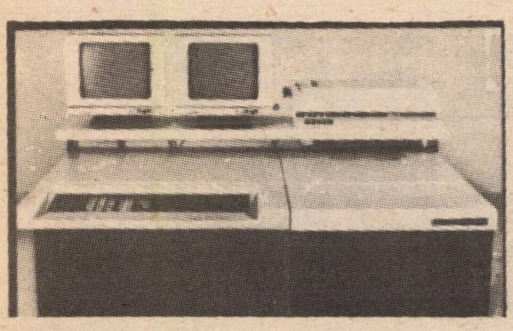
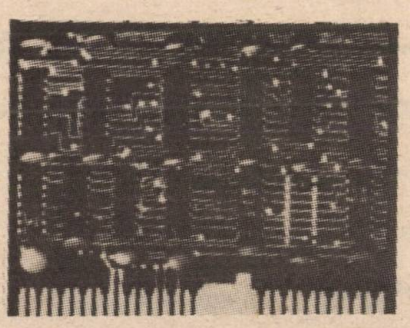


Viteza electronilor în AsGa este de cinci ori mai mare decît la siliciu, ceea ce permite o tratare mult mai rapidă a semnalului.

domenii în care se dovedesc a fi foarte utile datorită rapidității lor de lucru. Deci trebuie concepute, fabricate și mai ales testate circuite integrate foarte diferite și aceasta în intervale de timp extrem de scurte, condiții imposibil de îndeplinit atunci cînd se utilizează tehnici tradiționale. Conceperea circuitului integrat și a programelor de test este în egală măsură apanajul unei discipline aparte și relativ noi în peisajul tehnicii de calcul — Concepția Asistată de Calculator.

Tendințele actuale de realizare a circuitelor ASIC merg în prezent pe două direcții importante: prima dintre ele se referă la realizarea circuitelor pe bază de „macrocelule", ansambluri de cîteva zeci de mii de tranzistoare care sînt stocate într-o bibliotecă. În macrocelule — standard cell parts — sînt incluse și dispozitive logice programabile.

În concordanță cu necesitățile fiecărui utilizator, producătorul va realiza **numai** interconexiunile între macrocelule fără să fie obligat ca de fiecare dată să con-

GENERAȚII DE CALCULATOARE

Generația a III-a este sinonimă cu circuitele integrate pe scară largă (LSI) și cu primele microprocesoare, care oferă deja multiple performanțe în domenii din ce în ce mai numeroase; timpul de lucru este deja de ordinul nanosecundelor!